6/6.3
Automobiel-schakelingen

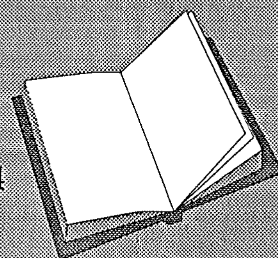
Inleiding

Speeltuin voor de doe-het-zelver
Auto-elektronica is op dit moment een van de meest interessante gebieden voor de elektronica hobbyïst! Op de meeste andere gebieden is er immers voor een doe-het-zelver niet erg veel eer meer te halen. Alles dat maar verzonnen kan worden is al verzonnen en wordt bovendien voor prijzen op de markt gebracht, waar zelfbouw niet tegen op kan. In de auto-elektronica is dit gelukkig nog niet het geval. Bovendien is auto-elektronica niet ingewikkeld en een auto bevat tal van eenvoudige elektrische systeempjes, die op een heel eenvoudige manier "verelektroniseerd" kunnen worden.
Hierbij kan men denken aan:
- elektronische knipper schakelingen;
- dimmers voor de interieur- en dashboard-verlichting;
- monitorschakelingen voor de verlichting;
- tijdschakelaars voor de interieurverlichting of de ruitenwissers;
- laadsystemen voor de accu;
- controle van de accuspanning;
- elektronische ontsteking.

Speciale IC's komen ter hulp
In principe zijn al deze schakelingen met "normale" onderdelen te bouwen. Maar aan elektronica in de auto worden nogal speciale eisen gesteld (zie verder), waar niet iedere doe-het-zelver zonder meer mee overweg kan. Gelukkig worden er door een heleboel fabrikanten IC's geleverd, die speciaal ontwikkeld zijn voor gebruik in de ruwe omgeving van een auto. Voor al de genoemde schakelingen zijn er tegenwoordig IC's beschikbaar, speciaal ontworpen voor één schakelklus. Bovendien is er, bij het ontwerpen van deze schakelingen, rekening gehouden met de speciale eisen, zodat deze chip's tegen zelfs de meest extreme temperaturen en stoorspanningen bestand zijn. In de meeste gevallen volstaat het een handjevol weerstanden en condensatoren rond een IC te solderen om een specifieke schakeling aan de praat te krijgen.

LEES OOK:

Hoofdstuk 3/3.23
Hoofdstuk 4/8.5
Hoofdstuk 4/8.6
Hoofdstuk 4/8.8
Hoofdstuk 4/8.15
Hoofdstuk 4/14.11
Hoofdstuk 6/6.9
Hoofdstuk 6/6.18.4

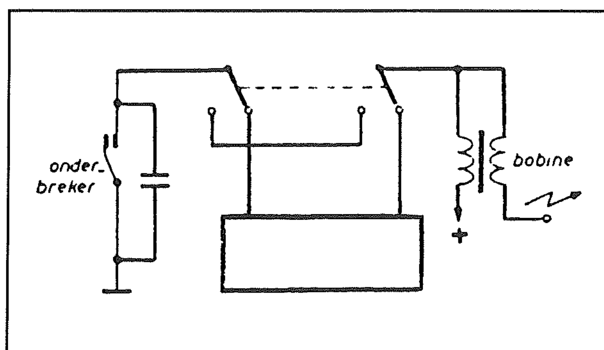


Overzicht met begrenzingen

In dit hoofdstuk wordt een overzicht gegeven van de voor de doe-het-zelver meest nuttige en bruikbare schakelingen. Daarbij is echter rekening gehouden met de praktische mogelijkheden en grenzen van de hobby-elektronica. Door verschillende fabrikanten worden tegenwoordig speciale bus-systemen voor gebruik in de auto op de markt gebracht, met al de daarvoor noodzakelijke speciale IC's. Namen die op dat gebied erg bekend zijn:

- de "AutoBus" van Telefunken;
- de "CANBUS" van Bosch;
- de "ABUS" van Volkswagen.

Deze bussen zijn nog in volle ontwikkeling. Hoewel men met dergelijke systemen prachtige elektronische besturingen kan samenstellen, ligt het bedenken en bouwen van bus-schakelingen voor de auto (op dit moment) ver buiten het bereik van de gemiddelde doe-het-zelver. Vandaar dat deze IC's niet in dit hoofdstuk besproken zullen worden.



Figuur 6/6.3-1: Het overbruggen van een elektronische ontsteking door middel van een tweepolige omschakelaar.

Een tweede begrenzing is dat IC's die nogal ingrijpende modificaties in het inwendige van de motor vereisen ook niet behandeld worden. Zo zijn er bijvoorbeeld IC's op de markt, waarmee men een volledig elektronisch werkende snelheidsbegrenzer kan maken. Maar voor dergelijke schakelingen is het noodzakelijk dat sensoren in de motor worden ingebouwd en dat de gasklep elektromotorisch wordt geregeld. Dergelijke ingrepen in handen geven van niet vakkundige monteurs is vragen om moeilijkheden! Ook deze IC's zullen dus niet behandeld worden.

Speciale eisen aan het ontwerp

Inleiding

Bij het ontwerpen van IC's voor auto-elektronica worden speciale eisen gesteld aan het ontwerp van de schakelingen. De omstandigheden in een rijdende auto zijn immers niet te vergelijken met de omstandigheden, waaraan IC's in "normale" omgevingen bloot staan.
Zes factoren zijn van belang:

- de veiligheid;
- de mechanische belastingen;
- de omgevingstemperatuur;
- EM-signalen;
- de voedingsspanning;
- de transiënt spanningen.

De veiligheid

Als een doe-het-zelver op een slordige manier een elektronische klok in elkaar knutselt, die als gevolg daarvan binnen het uur de pijp aan maarten geeft, dan is dan hoogstens een aanslag op het ego van de bouwer.
Maar als men op dezelfde slordige manier een stuk auto-elektronica in elkaar knutselt, dan kunnen er heel gevaarlijke situaties ontstaan! Stel bijvoorbeeld dat men

6.3 Automobiel-schakelingen

een schakelingetje maakt waarmee men kan controleren of de remlichten het nog doen. Als die elektronica na een uurtje rijden uit elkaar getrild is, dan is de kans groot dat de remlichten ophouden met werken en dat men als een gevaar op de weg blijft rond rijden.
Vandaar dat er aan de bouw van schakelingen voor gebruik in de auto de grootst mogelijke zorg moet worden besteed. Voer bovendien de schakeling steeds zo uit, dat de mogelijkheid bestaat de elektronica door middel van een gemakkelijk bereikbare schakelaar te overbruggen.
Als er dan iets mis gaat met de schakeling, dan is men in staat de originele niet-elektronische functie te herstellen.
Een voorbeeld van een dergelijke overbrugging is getekend in figuur 6/6.3-1. Het blokje stelt een zelf gebouwde elektronische ontsteking voor. Deze wordt gestuurd uit het onderbrekercontact en stuurt de primaire wikkeling van de bobine.
Door middel van de tweepolige omschakelaar kan men de elektronische ontsteking uitschakelen en de oude, elektromechanische ontsteking herstellen.

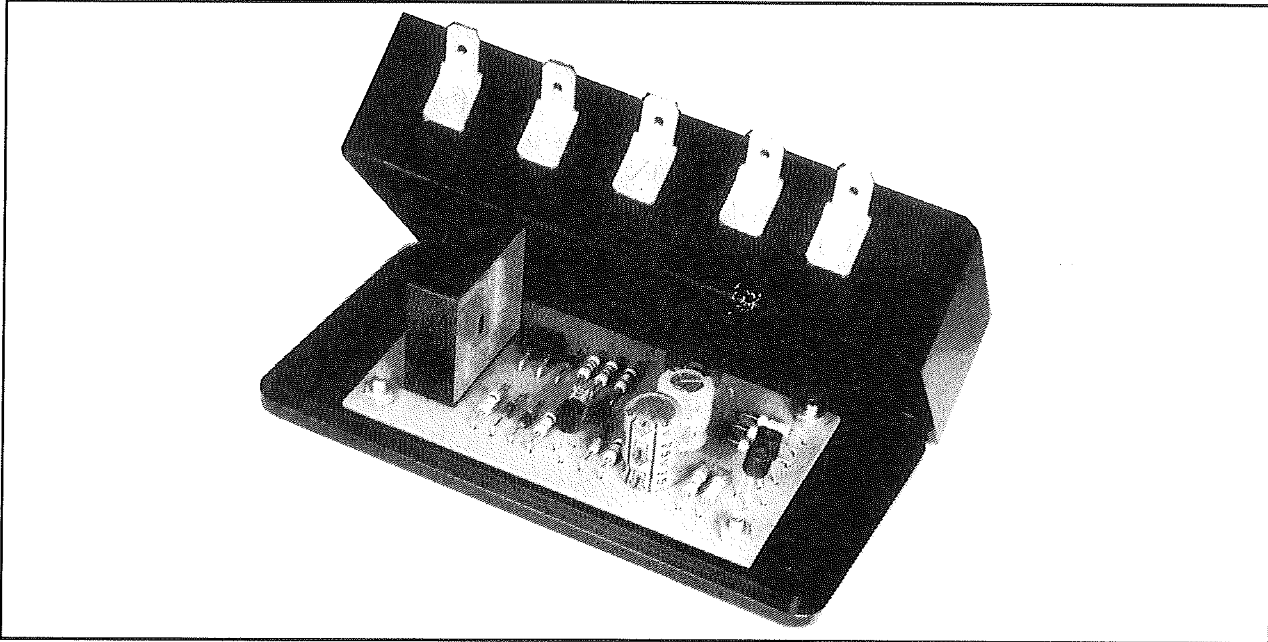
De mechanische belastingen

Een rijdende auto vormt een zware mechanische belasting voor elektronica. Het trillen en schokken is bijvoorbeeld een uitstekende test voor de betrouwbaarheid van soldeerverbindingen! Ook kabeltjes die bij het ontmantelen per ongeluk ingekerfd zijn overleven niet lang in het automilieu. Vandaar dat wordt aanbevolen schakelingen, die getest en goed bevonden zijn, in te gieten in een of andere *elastische* gietmassa. De verbindingen tussen de ingegoten elektronica en de buitenwereld worden niet geschroefd of gesoldeerd, maar met volgens de regels der kunst gemaakte Faston steekverbindingen.
In figuur 6/6.3-2 is een voorbeeldje gegeven van een goed uitgevoerde elektronische schakeling. De elektronica zit in een kunststof doosje, de vijf aansluitingen zijn beschikbaar via vijf stevige Faston stekers. Nadat de schakeling getest is kan de behuizing dicht geschroefd worden en via twee kleine gaatjes vol gegoten worden met hars. Eén gaatje dient voor het ingieten van de hars, het tweede voor het laten ontsnappen van de lucht.

De omgevingstemperatuur

De temperatuur in een rijdende auto kan variëren tussen minder dan -40 °C en meer dan +85 °C. Elektronica die in het motorcompartiment is ondergebracht wordt zelfs geconfronteerd met een temperatuur die kan oplopen tot meer dan +125 °C.
De meeste consumer-uitvoeringen van IC's zijn niet bestand tegen dergelijke extreme temperaturen. Bovendien moet men natuurlijk rekening houden met de temperatuurgradiënt tussen de echte chip en het oppervlak van de behuizing van het IC. De chip van een IC, waarvan de behuizing op +85 °C staat, zal meestal ver boven de 100 °C heet zijn! Om de chip-temperatuur onder deze extreme omstandigheden binnen de toelaatbare grenzen te houden moet men energiezuinige CMOS-technologieën toepassen. Bovendien moet men alle IC's die bij een test bij kamertemperatuur merkbaar warm worden, voorzien van een koelplaatje. Hetzelfde geldt uiteraard voor transistoren en (in mindere mate) voor dioden. Denk er verder ook aan dat zogenoemde "natte" elektrolytische condensatoren ook een beperkt temperatuurbereik hebben.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-2: Een mooi voorbeeld van een goed uitgevoerde schakeling vóór ingieten en inbouw in de auto.

EM-storingen

Het interne van een auto is een omgeving die vol elektromagnetische storingen zit. Deze storingen kunnen in de bedrading, maar ook rechtstreeks in de elektronische onderdelen, grote stoorpulsen met veel energie-inhoud induceren. Om deze storingen onschadelijk te maken worden speciale eisen gesteld aan de behuizingen van de componenten. Zo gaat men er tegenwoordig vaak toe over om speciale IC's voor de auto-industrie in de bouwen in metalen behuizingen, die met het chassis verbonden worden.

Bij het bekabelen van elektronische schakelingen doet men er verstandig aan de bedrading zo ver mogelijk uit de buurt van de bedrading van de ontsteking te leggen. Bovendien valt het aan te raden storingsgevoelige elektronica, met name digitale schakelingen, in te bouwen in een metalen behuizing, die met het chassis verbonden wordt. Alle ingangen, die gestuurd worden met pulsen, moeten aangesloten worden op Schmitt-trigger schakelingen, die de stoorpulsen voor een groot deel kunnen elimineren.

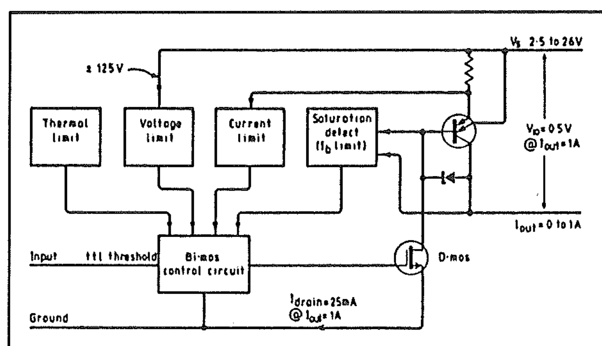
De voedingsspanning

In de meeste auto's wordt een accu van 12 V gebruikt, hoewel er een tendens waar te nemen valt om over te schakelen naar 24 V. Het probleem is dat de spanning van de accu alles behalve constant is. Bij het starten van de motor kan de accuspanning tot minder dan 6 V dalen. Als de motor gestart is en de generator de batterij begint op te laden, kan de spanning over de accu stijgen tot meer dan 16 V. Bij een onderbreking in de voedingskabel van de accu wordt het boordsysteem alleen gevoed door de generator. Op dat moment kan de spanning zelfs stijgen tot meer dan 18 V. Bovendien moet men er bij het ontwerpen van onderdelen en schakelingen rekening mee houden dat wegenwachters en garagisten de gewoonte hebben om niet-startende motoren

6.3 Automobiel-schakelingen

even aan te sluiten op een start-batterij van 24 V. De schakelingen moeten zo ontworpen worden dat zij niet alleen zichzelf kunnen beschermen tegen deze voedingspieken, maar ook hun belastingen op een afdoende manier beveiligen tegen overbelasting.

Ook hiervoor zijn speciale driver-IC's ontwikkeld, die intern van zoveel beveiligingen zijn voorzien, dat zij nauwelijks stuk te krijgen zijn. Als voorbeeld wordt in figuur 6/6.3-3 het intern schema geopenbaard van de MC 3399T van Motorola. Dat is een driver waarmee men relais, gloeilampen en elektromagnetische kleppen kan besturen, waarbij zowel de spanning over als de stroom door de belasting voortdurend onder controle wordt gehouden. Bovendien heeft de schakeling een interne temperatuursensor, die de temperatuur van de chip bewaakt. Uiteraard moeten dergelijke auto-drivers van de positieve pool van de accuspanning naar de massa schakelen. De meeste elektrische belastingen in een auto zijn immers rechtstreeks met één pool met het chassis verbonden.



Figuur 6/6.3-3: Een voorbeeld van een beveiligde driver, die speciaal ontwikkeld werd voor het aansturen van belastingen in de auto.

De transiënt-spanningen

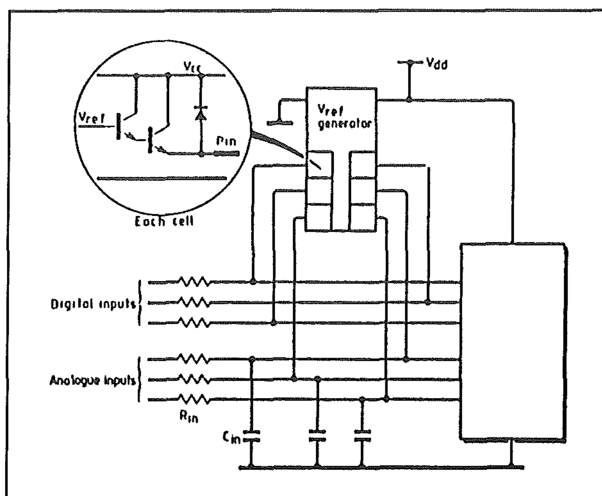
Het boordnet in een auto wordt verontreinigd door allerlei smalle stoorpulsen die soms een piekwaarde van 300 V kunnen bereiken en een energie-inhoud van meer dan 10 J kunnen hebben. Een overzichtje van de meest voorkomende storingen:

- normale stoorpuls van de elektronische ontsteking:
  piekspanning: 3 V
  energie-inhoud: 1 mJ
  duur: 15 µs
  frequentie: tot 500 Hz
- ontstekingsstoorpuls bij ontkoppelde batterij:
  piekspanning: 75 V
  energie-inhoud: 500 mJ
  duur: 90 ms
- schakelen van een inductieve belasting:
  piekspanning: 300 V
  energie-inhoud: 1 J
  duur: 300 ms
- uitschakelen van de generator:
  piekspanning: 100 V
  energie-inhoud: 500 mJ
  duur: 200 ms

Het zal duidelijk zijn dat gevoelige elektronische schakelingen in hun ingangskringen tegen dergelijke spanningspieken beschermd moeten worden. De normale systemen met RC-netwerken voldoen maar in beperkte mate. Bovendien zal het duidelijk zijn dat deze netwerken alleen kunnen toegepast worden op analoge lijnen, maar niet op digitale lijnen. Om dit probleem op te lossen zijn speciale IC's ontwikkeld, zogenoemde "interference suppressors".

In figuur 6/6.3-4 is als voorbeeld de toepassing van een door Motorola ontwikkelde schakeling, de TCF 6000, getekend. Dit IC wordt aangesloten op alle analoge en digitale ingangslijnen van de schakeling. De TCF 6000 biedt bescherming naar de massa en naar de accuspanning. Iedere beveiligingscel kan een piekstroom van 10 mA sourcen of sinken en

begrenst de spanning op een lijn hierdoor tot maximaal +5,75 V of minimaal -0,3 V.



Figuur 6/6.3-4: Het toepassen van een interference suppressor op alle ingangslijnen van een schakeling voor auto-elektronica.

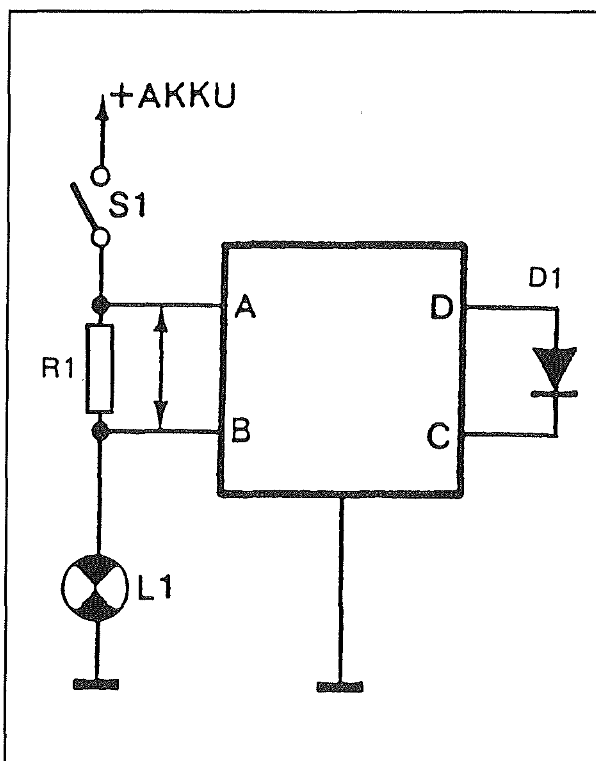
Het monitoren van lampen

Inleiding

Onder het monitoren van lampen verstaat men het controleren of die lampen zijn doorgebrand. De bedoeling is dat als een lamp doorbrandt er onmiddellijk een verklikkerlichtje op het dashboard gaat branden. Iedere lamp die gemonitord wordt krijgt een eigen verklikkerlampje, zodat men weet welke lamp het niet meer doet en men kan besluiten of het verantwoord is verder te rijden.

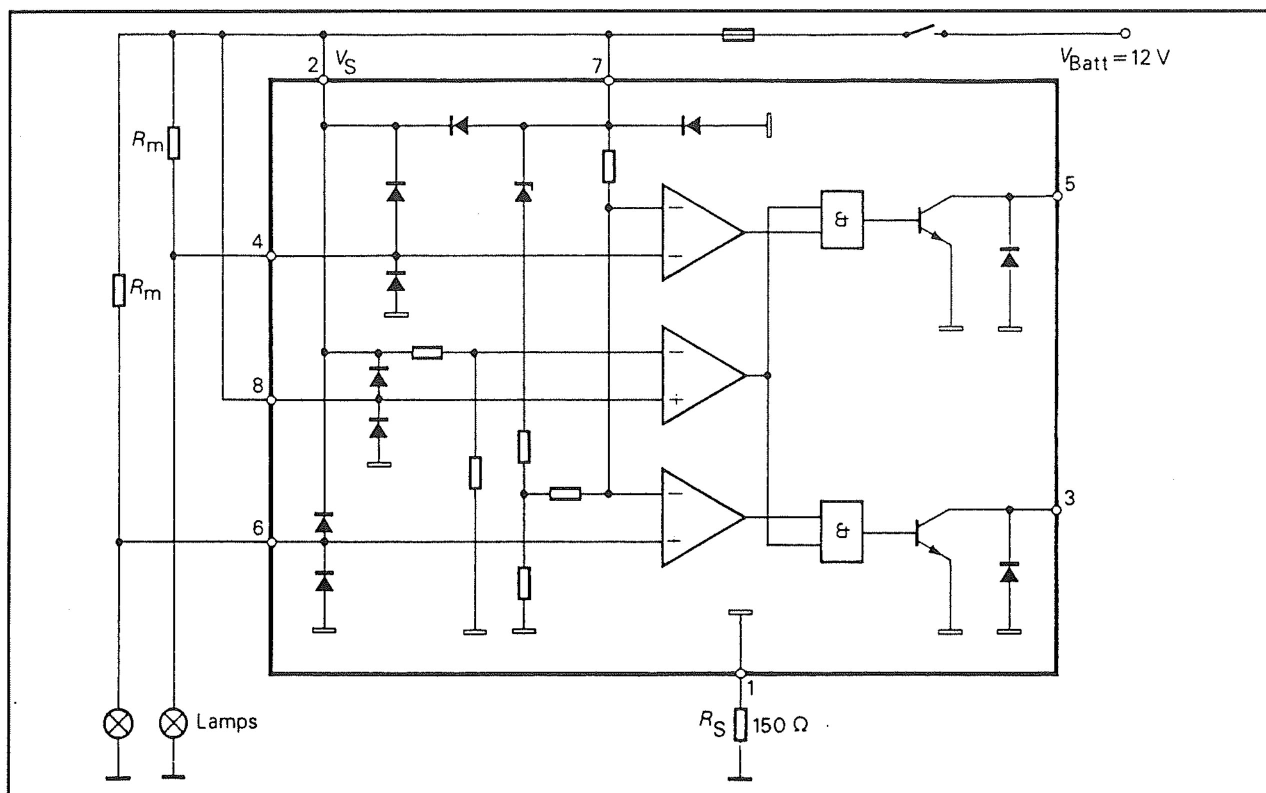
Het principe

Het principe van een monitor-schakeling is getekend in figuur 6/6.3-5. De te bewaken lamp L1 wordt via een kleine weerstand R1 en de schakelaar S1 verbonden met de accu. De elektronische schakeling is verbonden met de twee weerstandsaansluitingen A en B. Als de schakelaar open staat is de volledige schakeling spanningsloos. Als de schakelaar gesloten wordt ontvangt de schakeling via punt A de voedingsspanning van de accu. Als de lamp brandt zal de stroom die door de lamp verbruikt worden over de weerstand R1 een kleine spanning opwekken. De spanning op punt B is dus iets lager dan de spanning op punt A. Als de lamp echter defect is vloeit er geen stroom door de weerstand en is de spanning op punt B gelijk aan de spanning op punt A. Deze twee verschillende condities kunnen door de schakeling gedetecteerd worden en gebruikt voor het aansturen van een alarm-LED D1.



Figuur 6/6.3-5: Het principe van het monitoren van gloeilampen.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-6: De interne en externe schakeling van de U 479B.

Speciale IC's

Telefunken heeft een hele reeks speciale IC's ontwikkeld voor dit doel. Deze worden nu in het kort besproken.

De U 479B, monitor voor 2 lampen

Met deze schakeling kan men de conditie van twee gloeilampen controleren. Zoals uit het intern schema van figuur 6/6.3-6 blijkt, worden in serie met de lampen kleine stroomsensor weerstanden Rm opgenomen. Is een lamp defect, dan vloeit er uiteraard geen stroom door de serieweerstand. Dit verschijnsel wordt door de U 479B gedetecteerd met als gevolg dat een open collector uitgang naar "L" wordt getrokken en een alarm-indicator kan worden gestuurd.

De gevoeligheid van de schakeling is zeer groot. De alarmdrempel ligt 8 mV onder de voedingsspanning, zodat de waarde van de serieweerstanden erg klein kan zijn. De exacte waarde van deze weerstanden kan berekend worden uit het vermogen van de lampen die gecontroleerd moeten worden. Men doet er verstandig aan om een ruime marge in te calculeren en er bijvoorbeeld voor te zorgen dat de stroom van de brandende lampen een spanningsval van 20 mV over de weerstanden genereert.

De U 479B is intern volledig beveiligd tegen piekspanningen op de accu volgens de VDE 0839 norm.

De in DIL-8 behuizing ondergebrachte schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +9 en +15 V en verbruikt ongeveer 4,5 mA stroom. De uitgangen zijn in staat LED's, zoemertjes en kleine gloeilampjes aan te sturen. Uiteraard moeten deze belastingen verbonden worden tussen de uitgangspennen 3 en 5 en

6.3 Automobiel-schakelingen

de positieve pool van de accu, al dan niet voorzien van een serie-weerstand.

De U 4790B en U 4791B, monitoren voor 2 lampen

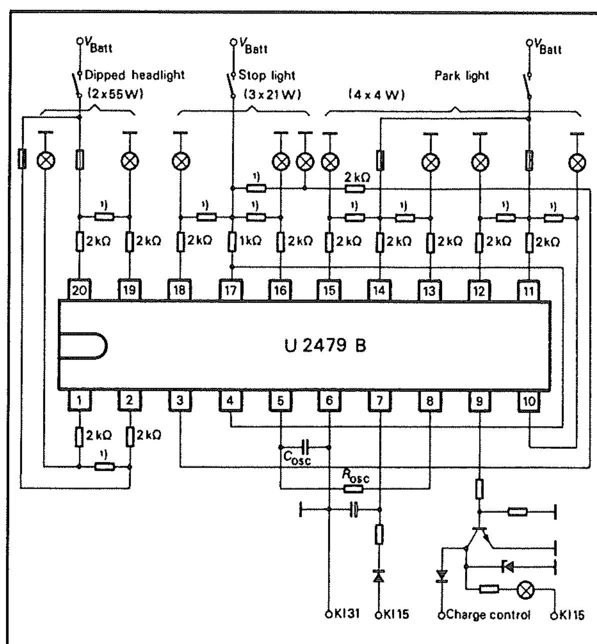
Deze twee schakelingen werken volledige identiek als de U 479B. Het enige verschil is dat de twee beveiligingsdioden over de uitgangen vervangen zijn door zenerdioden. Bovendien heeft de U 4791B een schakeldrempel van 53,5 mV in plaats van 8 mV. Beide schakelingen zijn ook leverbaar in SO-8 voor surface mounting technology. De typenummers worden dan aangevuld met het achtervoegsel B-FP.

De U 2479B, monitor voor 9 lampen

Met de U 2479 kan men de werking van negen lampen, bijvoorbeeld:

- 2 x stadslicht;
- 2 x remlicht;
- 2 x achterlicht;
- 2 x parkeerlicht;
- 1 x reserve;

controleren. Het al dan niet vloeien van stroom door deze lampen wordt gemeten via negen stroomsensor weerstanden die in serie tussen de schakelaars en de lampen zijn opgenomen. De schakeldrempels van de sensor-comparatoren liggen 10 mV onder de waarde van de accuspanning en zijn temperatuur gecompenseerd. Het IC bevat een interne RC-oscillator, die via een externe transistor een alarm-lampje stuurt. De schakeling is volledig beveiligd tegen overspanningen, te hoge temperatuur, verkeerde polariteit en kortsluitingen in de lampbedrading. Het IC voldoet aan de VDE 0839 norm. De schakeling, waarvan een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 6/6.3-7, kan gevoed worden uit +10 V tot +15 V en verbruikt ongeveer 6 mA eigen stroom. De met [1] aangegeven weerstanden zijn de serie-weerstanden waarover dus in brandende conditie van de lampen minstens 10 mV spanning moet vallen.



Figuur 6/6.3-7: Aansluitgegevens van en voorbeeld-schakeling met de U 2479B.

De AD 22001, nog in ontwikkeling

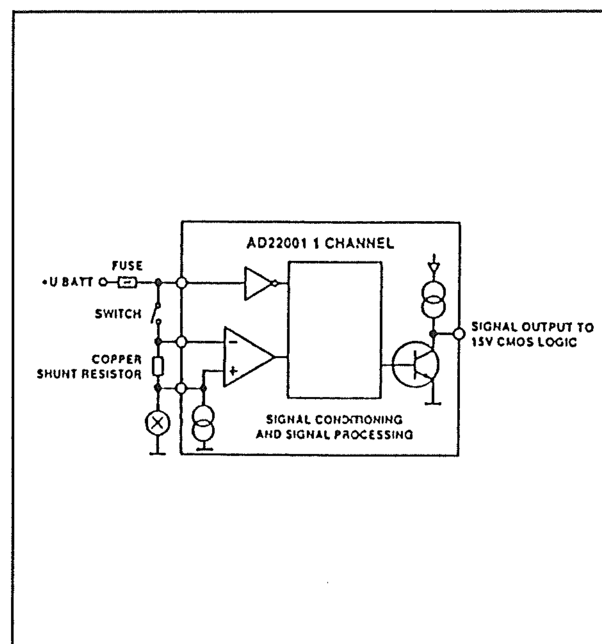
Tot slot van dit subhoofdstuk enige woorden over een gloednieuw IC van Analog Devices, waarvan op dit moment alleen "voorlopige gegevens" beschikbaar zijn. Met de AD 22001 kan men de status van vijf gloeilampen controleren. In serie met iedere lamp moet een kleine stroomsensor weerstand worden opgenomen. De AD 22001 zet een constante stroombron over de te controleren lamp. De stroom is zo gering dat de lamp er niet van gaat branden. Zoals uit het intern blokschema van één kanaal van dit IC blijkt, zal de kleine spanningsval die door de stroombron over de lamp wordt opgewekt, via de kleine voorschakelweerstand aangelegd worden aan beide ingangen van een comparator. Op deze manier kan de status van

de lamp ook in *gedoofde toestand* worden gecontroleerd! Als de gloeidraad van de lamp het begeeft, dan zal de stroom van de stroombron niet via de lamp kunnen afvloeien naar het chassis. De interne comparator wordt dan heel anders ingesteld en dit verschil kan door de schakeling gedetecteerd worden. Ieder kanaal stuurt een digitale uitgang, die rechtstreeks gebruikt kan worden voor het sturen van 15 V CMOS-logica.
Op dit moment is nog niets bekend over de behuizing en aansluitgegevens waarin Analog Devices dit IC zal gaan aanbieden.

Schakelingen voor de knipperlichten

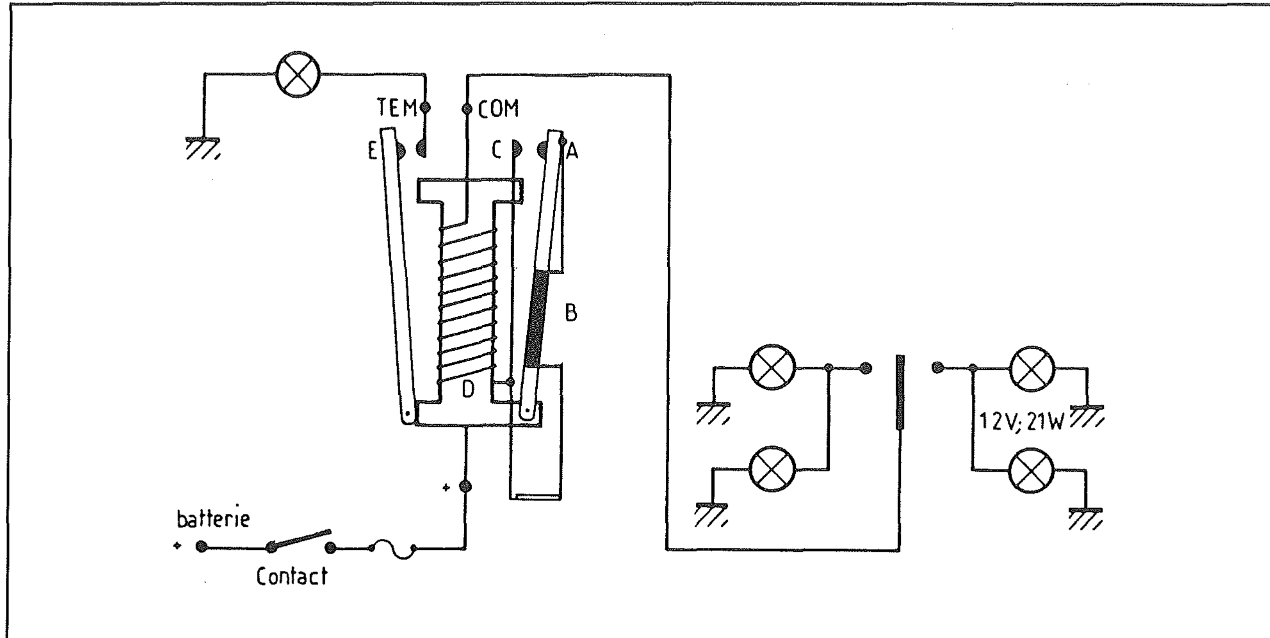
Inleiding

De normale knipperlicht schakeling werkt elektrothermisch volgens het principe van figuur 6/6.3-9. Hart van de schakeling is een relais met twee ankers. Het linker anker werkt normaal, het rechter is echter uitgevoerd in bi-metaal en voorzien van een gloeispiraaltje B. Als dit anker wordt opgewarmd zal het door de hitte krom trekken en omschakelen van contact A naar contact C. De positieve pool van de accu gaat via de schakelaar en de zekering naar de kern D van de elektromagneet. Via het draaibare anker loopt de stroom naar het gloeidraadje B en vandaar via de wikkelingen van de spoel naar de COM, naar de richtingaanwijzer en naar de linker of rechter lampen. De weerstand van het gloeidraadje B is echter zo groot dat de stroom te zwak is om de lampen te laten branden. Door de verwarming van de gloeidraad trekt het rechter anker krom en zorgt er na enige tijd voor dat de rechter schakelaar omschakelt. Hierdoor wordt het contact D-C gesloten. De gloeidraad B is nu kortgesloten, zodat een veel grotere stroom door de wikkelingen van de spoel en de lampen vloeit. De lampen gaan branden en door het grote magnetische veld in de kern D wordt ook het linker anker aangetrokken. Het contact E-TEM wordt gesloten, waardoor het verklikkerlampje op het dashboard gaat branden. Na enige tijd in het bi-metaal afgekoeld, waardoor het contact D-C weer wordt verbroken. Het contact D-A wordt hersteld, waardoor de stroom weer door de gloeidraad B vloeit en de knipperlampen doven. De kleine stroom die door de wikkelingen van het relais vloeit is nu niet meer in staat het linker anker aangetrokken te houden, zodat ook het contact E-TEM verbroken wordt en ook het verklikkerlampje op het dashboard dooft. De gloeidraad gaat nu weer opwarmen, het bi-metaal trekt hierdoor weer krom en een tweede cyclus start.



Figuur 6/6.3-8: Principiële werking van één kanaal van de AD 22001.

6.3 Automobiel-schakelingen



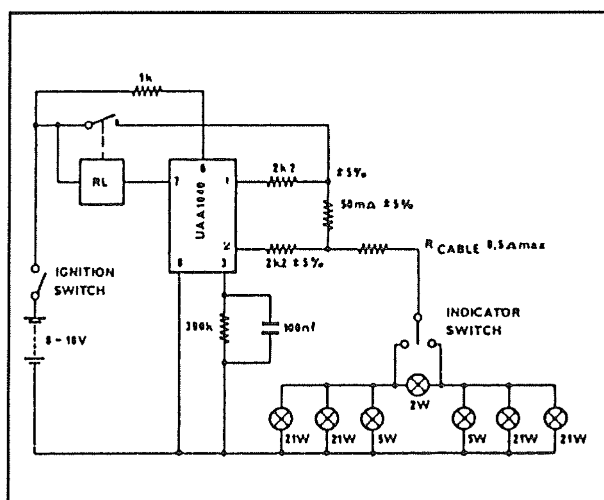
Figuur 6/6.3-9: De principiële werking van een bi-metalen elektro-thermische schakeling voor het besturen van de knipperlichten.

Het grote voordeel van het systeem is dat de schakeling reageert als een van de knipperlampen defect raakt. De stroom die door de gloeidraad B vloeit is namelijk afhankelijk van de totale vervangingsweerstand van de parallel geschakelde knipperlampen.
Als een van deze lampen defect raakt, neemt deze weerstand toe en zal de stroom door de gloeidraad dalen. Hierdoor duurt het langer alvorens het bimetaal omschakelt, met als gevolg dat de frequentie van het knipperen afneemt. De zwakke schakels van het systeem zijn uiteraard de relaiscontacten, die na een tijdje kunnen inbranden, waardoor het systeem kan gaan "plakken".

Elektronische alternatieven
Door diverse fabrikanten worden volledig werkende elektronische alternatieven voor het traditionele systeem aangeboden. Ook op dit gebied is Telefunken duidelijk marktleider, maar ook Motorola heeft enige leuke IC'tjes op de markt gebracht.

De UAA 1040 van Motorola
Met de UAA 1040 kan men een half-elektronisch werkende richtingaanwijzer maken. Het "half-elektronische" slaat op het gegeven dat de lampen wél gestuurd wordt met normale relais, maar dat het geknipper elektronisch geregeld wordt. Het relais doet niets anders dan het systeem met de accuspanning verbinden. Het kwetsbare bi-metalen gedeelte kan dan uitgeschakeld worden, maar de elektronica kan ingebouwd worden zonder de bestaande schakeling volledig te slopen. De elektronica in het IC controleert of de lampen het doen en de knipperfrequentie wordt verhoogd als wordt vastgesteld dat een gloeidraad van een van de lampen is doorgebrand. Hiervoor moet een stroomsensor weerstand van 50 mΩ in de voedingskabel van de lampen worden opgenomen. De schakeling is intern volledig

beveiligd tegen spanningspieken op de accuspanning en voldoet aan de betreffende VDE, ISO en AFNOR normen.
De knipperfrequentie wordt ingesteld door middel van een extern RC-netwerkje tussen de massa en pen 3.
In figuur 6/6.3-10 is een voorbeeldschakeling rond de UAA 1040 getekend. De knipperfrequentie is bij normaal bedrijf ongeveer 85 per minuut en als een lamp doorbrandt wordt deze frequentie verhoogd tot ongeveer 170 per minuut.
De UAA 1040 is ondergebracht in een DIL-8 behuizing en voelt zich lekker bij een voedingsspanning tussen +8 V en +18 V. De relais-besturingspen 7 kan 300 mA verwerken, waarbij de verzadigingsspanning op deze pen maximaal 1,5 V bedraagt.

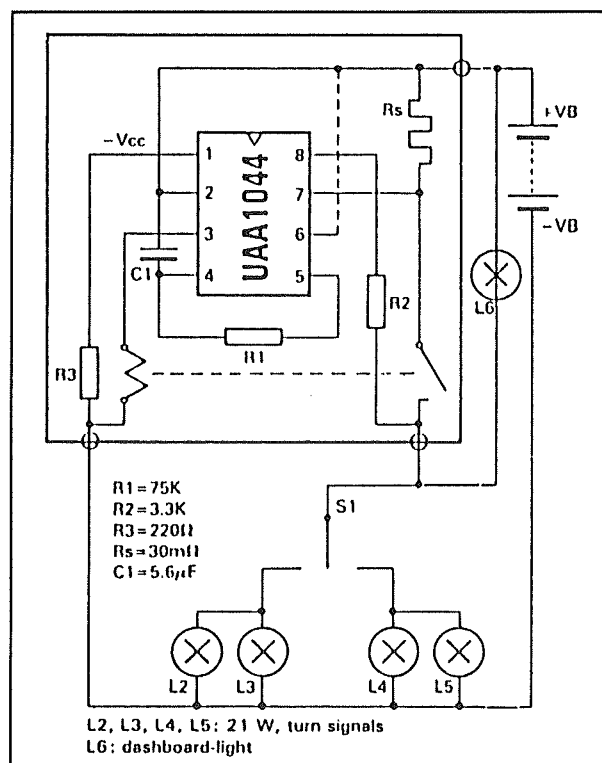


Figuur 6/6.3-10: Een voorbeeld-schakeling rond de UA 1040 van Motorola.

De UAA 1041 en UAA 1044 van Motorola

Deze twee IC's zijn vrijwel volledig identiek en zijn in feite niet veel meer dan gemoderniseerde uitvoeringen van de UAA 1040.

Zoals uit figuur 6/6.3-11 blijkt werken de schakelingen volgens hetzelfde principe. De stroomsensor weerstand, die controleert of een van de lampen is doorgebrand, moet nu een waarde van 30 mΩ hebben. De knipperfrequentie wordt ingesteld door middel van een extern RC-netwerkje tussen de voeding en de pennen 4 en 5. De schakeling knippert met 85 pulsen per minuut in normaal bedrijf en met 170 pulsen per minuut als een lamp het niet meer doet. De schakelingen zijn intern volledig beveiligd tegen spanningspieken op de accuspanning en voldoen aan de betreffende VDE, ISO en AFNOR normen.
Het unieke aan deze twee IC's is dat bescherming wordt geboden tegen kortsluiting van de lampen (UAA 1041) en tegen overspanning (beide IC's).



Figuur 6/6.3-11: Aansluitgegevens en standaard schakeling van de UAA 1041 en UAA 1044.

6.3 Automobiel-schakelingen

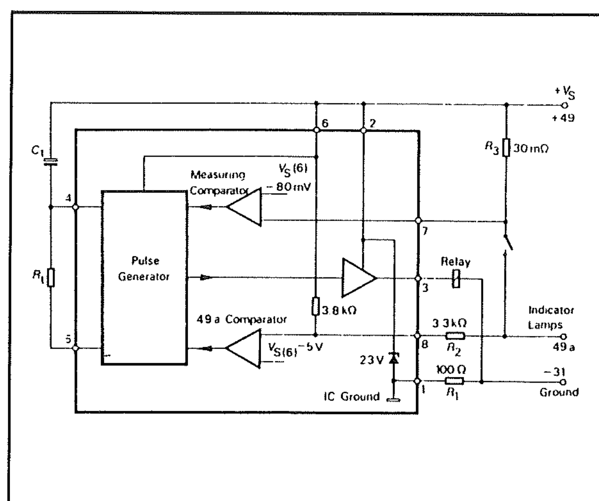
In beide gevallen worden de lampen onmiddellijk stroomloos geschakeld, zodat beschadigingen tot het minimum beperkt blijven. De stroomdrempel bedraagt 25 A, de spanningsdrempel 20,2 V. Een wegenwachter met zijn 24 V paardemiddel om een auto weer op te starten kan dus de knipperlampen nooit opblazen!

De U 243B en U 2043B van Telefunken

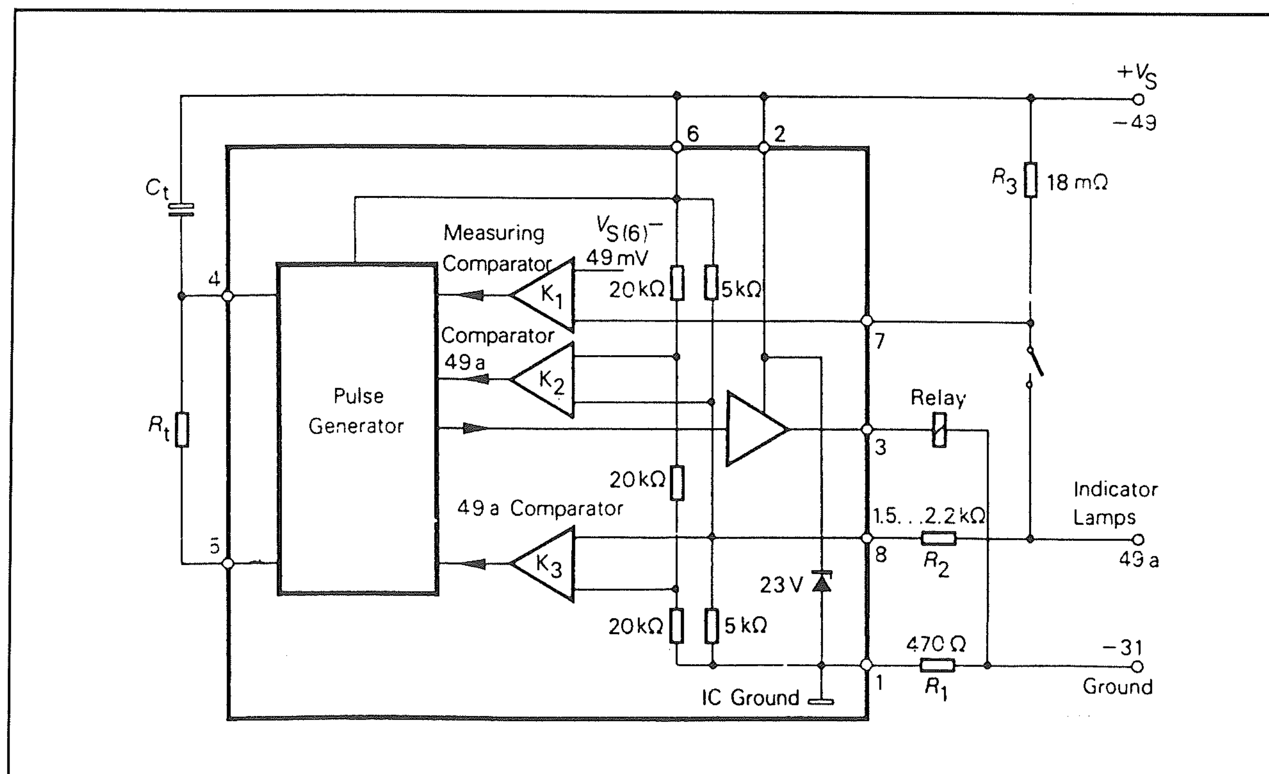
Twee alweer vrijwel identieke IC's, die volgens het reeds bij de Motorola soortgenoten beschreven principes werken. Dus ook nu wordt het reeds aanwezige relais gebruikt voor de besturing van de lampen, alleen het geknipper wordt elektronisch geregeld in plaats van met een bimetaal.

Het intern schema en de aansluitgegevens van beide schakelingen zijn samengevat in figuur 6/6.3-12.

De interne comparator heeft een drempel van 80 mV onder de accuspanning. De sensor-weerstand, die controleert of de lampen nog allemaal branden moet een waarde hebben van 30 mΩ.



Figuur 6/6.3-12: Intern en extern schema van de U 243B en U 2043B.



Figuur 6/6.3-13: De schakelingen rond de U 643B en U 6043B van Telefunken.

6.3 Automobiel-schakelingen

De schakelingen zijn intern volledig beveiligd tegen spanningspieken op de accuspanning en voldoen aan de VDE 0839 norm. De frequentie van de oscillator is volledig gecompenseerd tegen schommelingen in de voedingsspanning en de temperatuur. De waarde van de frequentie wordt bepaald door de onderdelen Ct en Rt. De frequentie bij alarm is gelijk aan 2,15 tot 2,3 x $f_{normaal}$. De twee Telefunken-schakelingen kunnen gevoed worden tussen +9 V en +15 V en kunnen via hun uitgang op pen 3 een relaisspoel met 300 mA aansturen.
Beide schakelingen worden geleverd in DIL-8, maar zijn onder codering B-FP ook leverbaar in SO-8 voor SMD-montage.

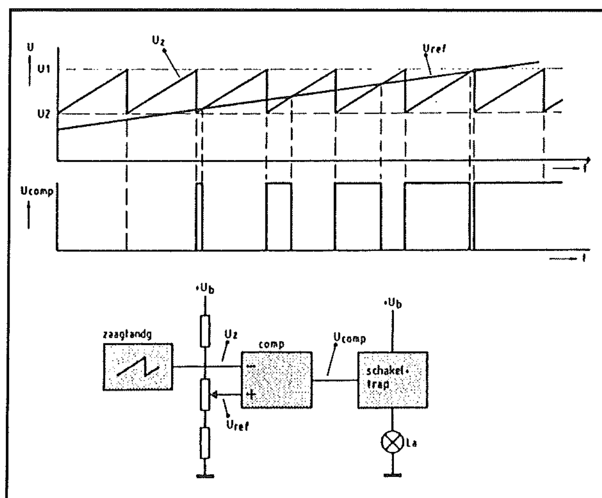
De U643B en U 6043B van Telefunken
Twee op het oog volledig identieke IC's die nogal vergelijkbaar zijn met de eerder besproken schakelingen van Telefunken. Zoals uit figuur 6/6.3-13 blijkt is het enige verschil de toevoeging van een extra comparator K2, die de schakeling onmiddellijk op non-actief zet als er een te hoge voedingsspanning wordt geconstateerd. Daarnaast is de drempel van de sensorspanning verlaagd tot 49 mV, zodat de waarde van de sensorweerstand gereduceerd kan worden tot 18 mΩ. De schakelingen zijn volledig pen-compatibel met de U 243B en U 2043B en zijn ook beschikbaar in SO-8 met toevoeging B-FP.

Dimmerschakelingen voor 12 V lampen

Inleiding
Het kan handig zijn zowel de dashboard- als de interieur-verlichting dimbaar te maken. Het voordeel is dat men niet onmiddellijk volledig in het duister zit en de ogen de tijd hebben zich aan het omgevingslicht buiten de auto aan te passen. Maar door gebruik te maken van een automatische dimmerschakeling kan men de interieurverlichting rustig aanlaten als men de auto verlaat! Men kan dan in het licht van de langzaam uitdovende interieurlampjes rustig van de garage naar de voordeur lopen, zonder gevaar dat de accu de volgende ochtend volledig leeg is. Bij het dimmen van 12 V lampen die bovendien door een gelijkspanning gevoed worden, doen zich enige technische problemen voor. Men kan niet de gebruikelijke dimmerschakelingen met triac's gebruiken, want deze werken immers alleen met wisselspanningen. Een vermogenstransistor in serie met de lampen opnemen en deze transistor sturen als regelbare weerstand zou een oplossing zijn. Groot nadeel is echter dat er heel wat vermogen in die transistor gedissipeerd wordt en dat dit onderdeel dus gekoeld moet worden. En onderdelen koelen doet men het liefst niet in het auto-interieur dat al zo heet kan worden! Vandaar dat men gebruik maakt van een ander systeem en wel pulsbreedte modulatie. Het principe van PWM (Pulse Width Modulation) is getekend in figuur 6/6.3-14.
In een comparator wordt een regelbare gelijkspanning vergeleken met een zaagtandvormig signaal. De comparator levert een positieve uitgangspuls als de gelijkspanning groter is dan de zaagtandspanning. Naarmate men de gelijkspanning groter maakt, zullen de uitgangspulsen van de comparator dus breder worden. Bij een kleine gelijkspanning zal de zaagtand altijd groter zijn en is de uitgang continu "L". Als de gelijkspanning ietsjes groter is dan de minimale waarde van de zaagtand

6.3 Automobiel-schakelingen

levert de comparator voor iedere periode van de zaagtand een zeer smal positief pulsje af. Dit pulsje wordt breder naarmate de gelijkspanning groter wordt. Als de gelijkspanning groter is dan de maximale waarde van de zaagtand zal de comparator een continu "H" signaal afleveren.
Het uitgangssignaal van de comparator wordt via een schakeltrap aangeboden aan de te dimmen lamp. Het zal duidelijk zijn dat de gemiddelde stroom door de lamp alleen afhankelijk is van de breedte van de pulsjes en dus van de grootte van de gelijkspanning. Hoe breder de pulsjes, hoe meer vermogen er in de lamp wordt gedissipeerd en hoe feller deze gaat branden. Het grote voordeel van het systeem is dat de schakeltrap een transistor kan bevatten die ofwel in sper ofwel in geleiding wordt gestuurd. In beide gevallen is het in de transistor gedissipeerde vermogen uiteraard minimaal. Men heeft dus veel minder problemen met koeling.



Figuur 6/6.3-14: Het principe van pulsbreedte modulatie.

De U 608x-reeks van Telefunken

Telefunken heeft vijf IC's ontwikkeld, die speciaal bedoeld zijn voor het dimmen van de interieurverlichting van een auto en die alle vijf volgens het beschreven systeem van PWM werken. De interne schema's van deze schakelingen zijn ongelooflijk ingewikkeld. Dat komt doordat de IC's op alle mogelijke manieren beveiligd zijn tegen alle denkbare calamiteiten. Bovendien zijn de schakelingen in staat MOSFET's aan te sturen in plaats van bipolaire transistoren. Dit heeft als groot voordeel dat de zogenoemde schakelverliezen, het vermogen dat in de transistoren wordt gedissipeerd tijdens het omschakelen van sper naar geleiding en vice versa, verwaarloosbaar klein worden. MOSFET's schakelen namelijk veel sneller om dan normale bipolaire transistoren.

In de tabel van figuur 6/6.3-15 zijn de verschillen tussen de vijf IC's samengevat.

De U 6080B-FP

De duty-cycle van het uitgangssignaal is bij dit IC instelbaar tussen 10 en 100 %. De uitgang van het IC stuurt de gate van een externe MOSFET, die de verlichting voedt uit de accuspanning. De schakeling voldoet aan de VDE 0839 normen. Het intern en extern schema van dit in SO-16 (surface mounting) leverbare IC is getekend in figuur 6/6.3-16.
De frequentie van de pulsbreedte modulatie wordt bepaald door de externe condensator C_{OSC}. Deze wordt opgeladen met de stroom I (ongeveer 40 µA) en nadien bovendien ontladen met de stroom 2.I.
Twee comparatoren met als spanningsdrempels 8 V en 3,2 V verzorgen het omschakelen tussen laden en ontladen. Bij een condensatorwaarde van 22 nF bedraagt de oscillatorfrequentie ongeveer 200 Hz.

6.3 Automobiel-schakelingen

Supply voltage range	V_{Batt}	9...16.5	V
Supply current	I_S	5.6	mA

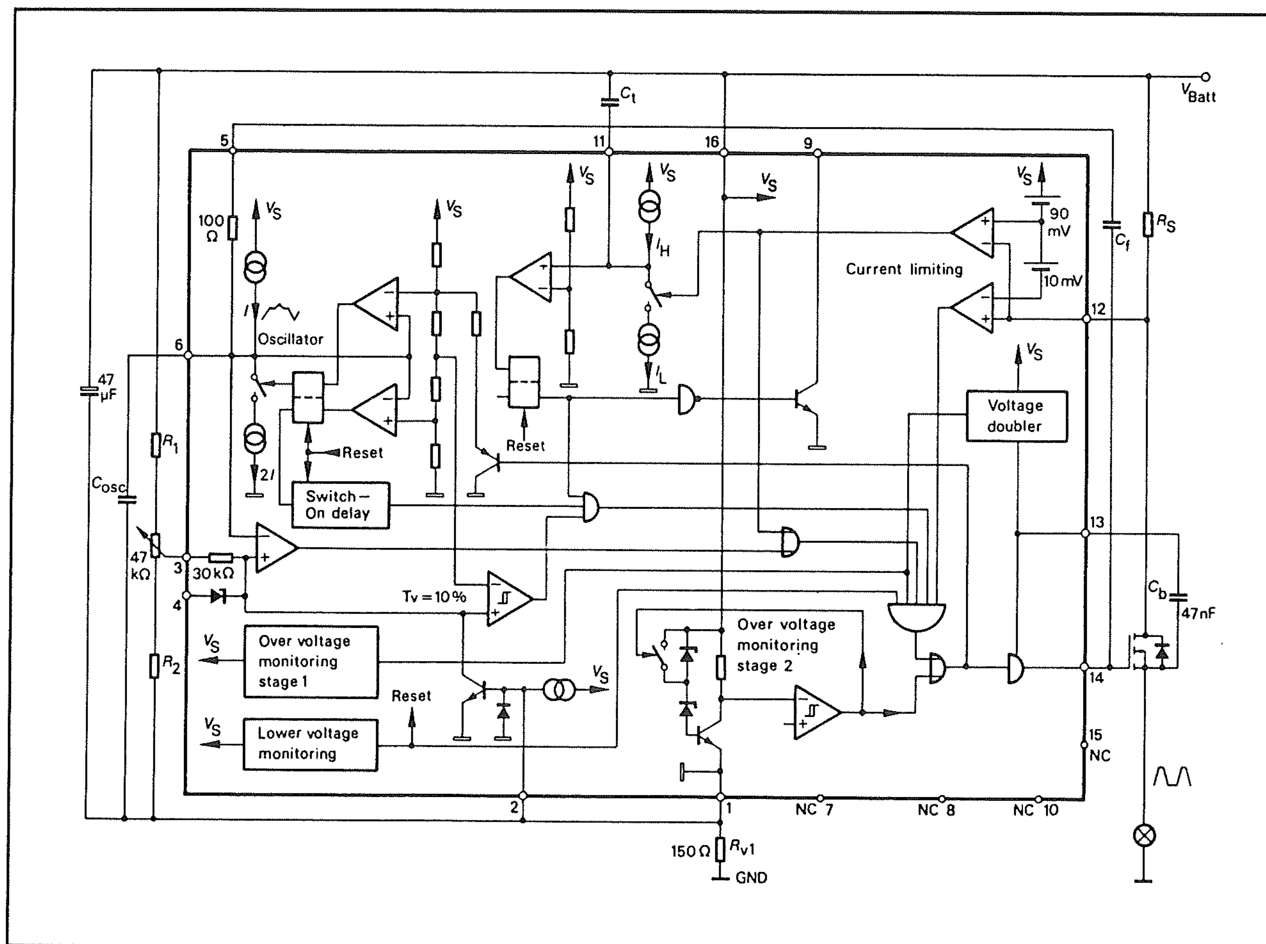
	U 6080 B-FP	U 6081 B	U 6082 B-FP	U 6083 B	U 6084 B-FP
Load dump protection (Output activ)	X	X			
Load dump (voltage sharing between FET and lamps)			X	X	X
Output switched off (duty cycle less than 10%)	X	X	X		
Duty cycle limitation	X			X	
Duty cycle reduction			X		X
Enable/Disable input	X		X		X
Monitoring output for short circuit latch control	X		X		X
Integrated steepness reduction				X	
Linear duty cycle 0...100%					X
Linear duty cycle 18...100%				X	

Figuur 6/6.3-15: Een overzicht van de verschillen tussen de vijf IC's uit de U 608x-serie van Telefunken.

Het instellen van de pulsbreedte wordt verzorgd door de spanning over de condensator C_{OSC} te vergelijken met een spanning die met de potentiometer van 47 kΩ wordt ingesteld. De twee serieweerstanden R1 en R2 moeten zo berekend worden, dat op de onderste en bovenste aansluitingen van de potentiometer spanningen staan van respectievelijk 3,2 V en 8,0 V.
Uiteraard kan men ook een heel eenvoudig systeempje verzinnen, waarbij een condensator via een weerstand tot deze spanningsdrempels wordt opgeladen respectievelijk ontladen.

Op deze manier kan men het dimmen volledig automatisch laten verlopen, waarbij de grootte van de condensator en van de weerstanden bepaalt hoe lang een volledige cyclus van volle intensiteit naar minimale intensiteit duurt.
In figuur 6/6.3-17 is een tweede voorbeeld-schakeling rond de U 6080 getekend. Bij deze schakeling zal de regeling van de duty-cycle begrensd worden als de accu-spanning groter wordt dan 12,1 V. Het voordeel hiervan is dat men bij zeer lage accu-spanningen wél tot 100 % intensiteit kan regelen, zodat men zo min mogelijk intensiteit verliest.

6.3 Automobiel-schakelingen

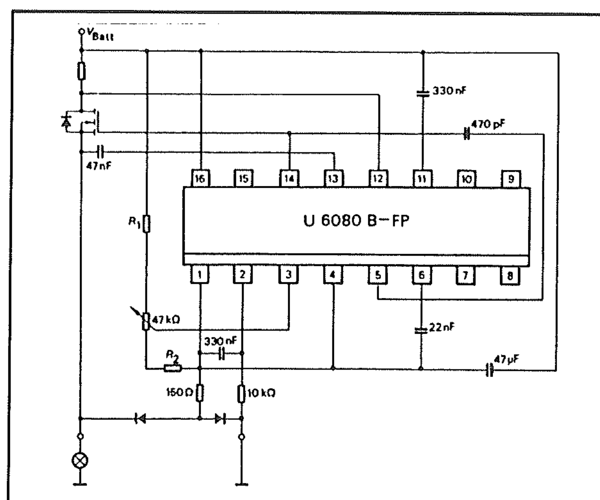


Figuur 6/6.3-16: Het intern blokschema van de U 6080B-FP.

De U 6081B

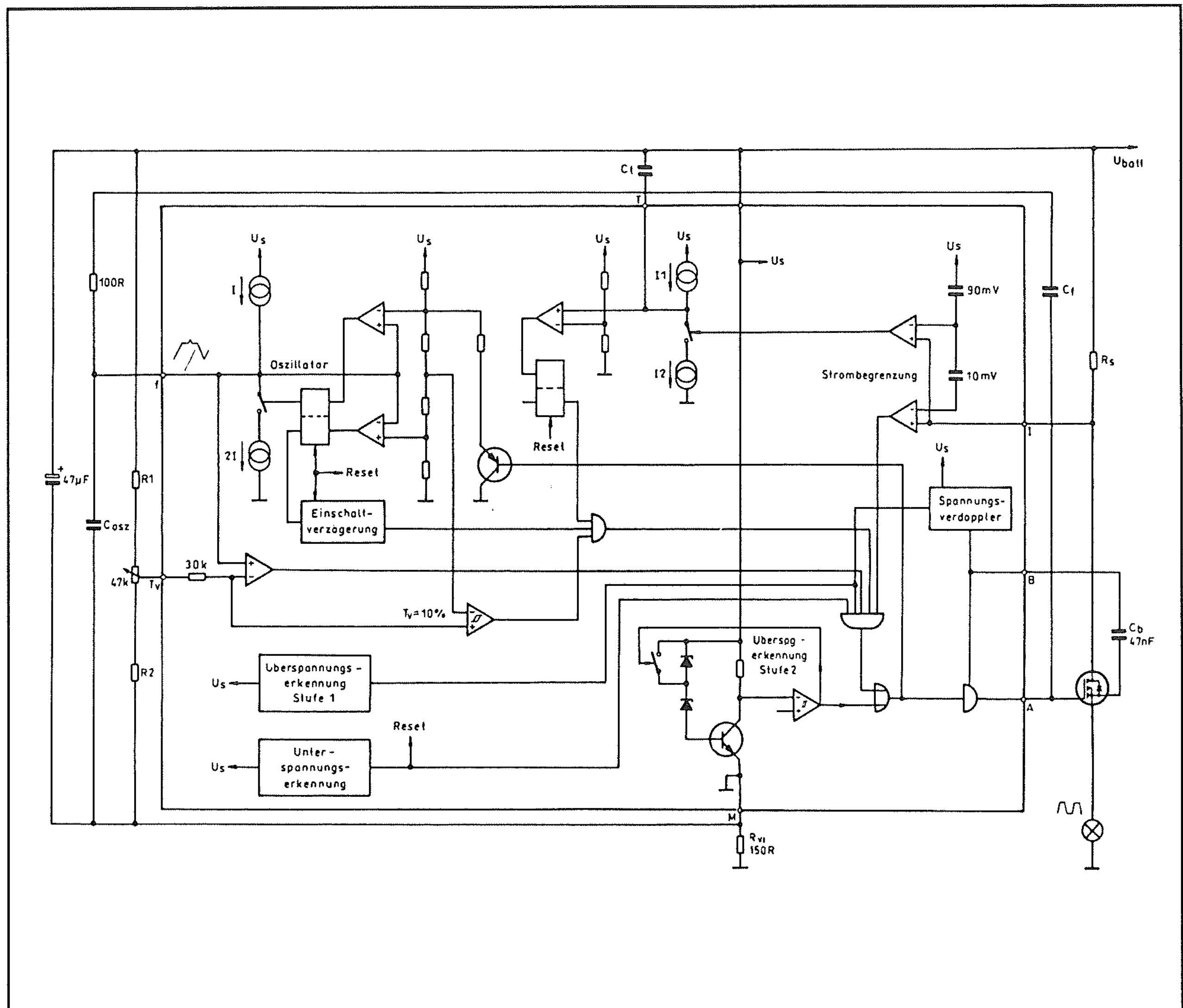
De U 6081 B is ondergebracht in DIL-8, hetgeen er reeds op wijst dit deze schakeling een gereduceerde versie is van de U 6080. Toch is het intern blokschema, getekend in figuur 6/6.3-18, nog meer dan ingewikkeld genoeg!

In figuur 6/6.3-19 is een praktische schakeling rond deze in DIL-8 leverbare chip getekend.



Figuur 6/6.3-17: Een tweede voorbeeld-schakeling rond de U 6080B-FP.

6.3 Automobiel-schakelingen



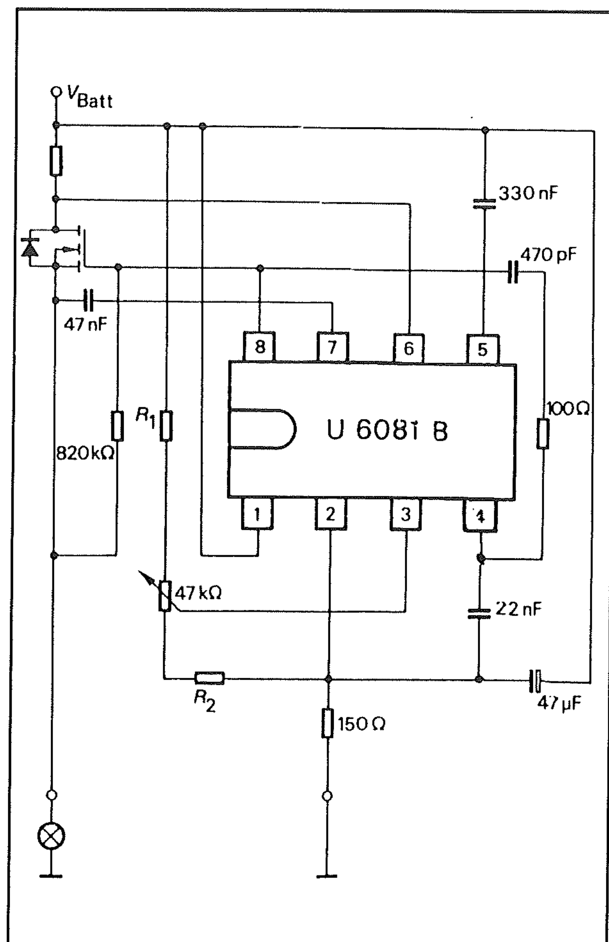
Figuur 6/6.3-18: Het intern blokschema van de U 6081 B.

De U 6082B en de U 6084B

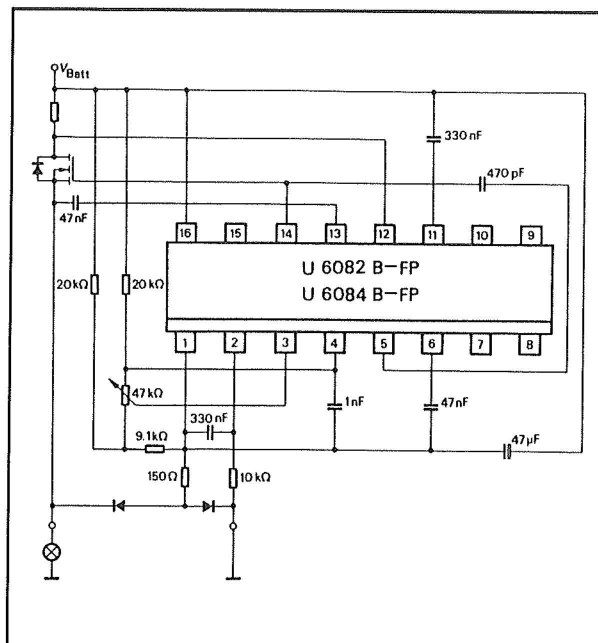
Deze twee IC's zijn pen-compatibel en worden behalve in DIL-16 ook geleverd in SO-16 voor surface mount (codering B-FP). Het grote verschil tussen beide schakelingen is dat de U 6084 een volledig lineaire regeling van de pulsbreedte heeft tussen 0 % en 100 %. Dat betekent dus dat er een recht evenredig verband bestaat tussen de spanning op de loper van de regelpotentiometer en de breedte van de uitgangspulsen.

De U 6082 heeft deze optie niet, bij dit IC schakelt de uitgang volledig uit als de duty-cycle onder 10 % komt.
In figuur 6/6.3-20 is de praktische schakeling rond deze beide IC's getekend. De schakeling stabiliseert de intensiteit van de lampen ten opzichte van de accuspanning.
Tussen 12,5 V en 16 V is de intensiteit volledig onafhankelijk van de accuspanning, maar alleen van de instelling van de loper van de potentiometer.

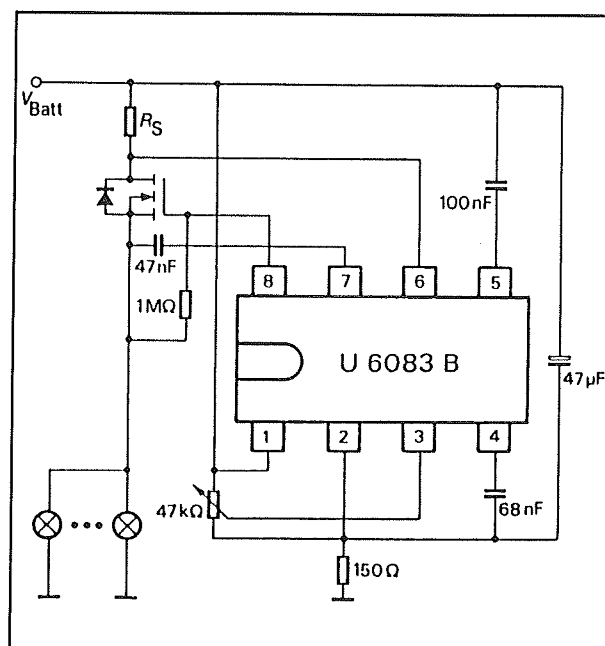
6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-19: Praktische schakeling rond de U 6081B.



Figuur 6/6.3-20: De standaard schakeling rond de U 6082B en de U 6084B.



Figuur 6/6.3-21: De door Telefunken geadviseerde externe schakeling rond de U 6083B.

De U 6083B

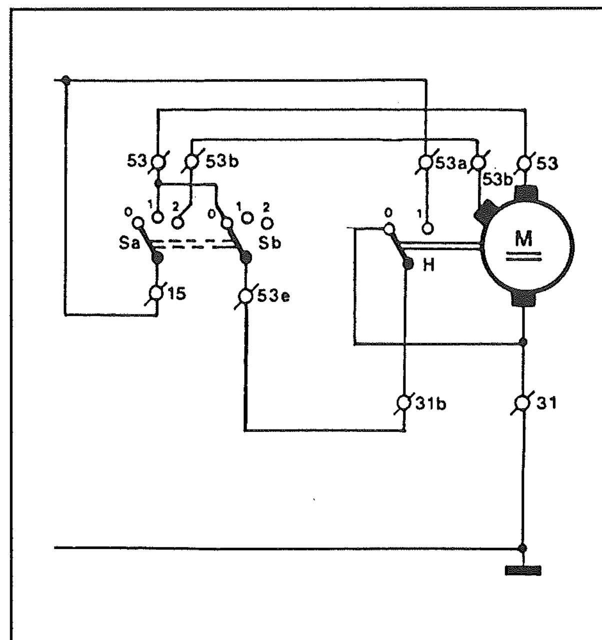
Tot slot de eenvoudigste schakeling uit het quintet. De U 6083B is leverbaar in DIL-8 en behoeft slechts negen externe componenten om een uitstekend 12 V dimmersysteem af te leveren. De regeling van de pulsbreedte verloopt tussen 18 % en 100 % volkomen lineair in functie van de loperpositie van de besturingspotentiometer. In het praktisch schema van figuur 6/6.3-21 wordt het IC aangespoord te werken met een frequentie van 75 Hz.

6.3 Automobiel-schakelingen

Schakelingen voor de ruitenwissers

Inleiding

De klassieke ruitenwisser schakelaar met twee snelheden werkt volgens het schema van figuur 6/6.3-22. De positieve accuspanning wordt via klem 15 aangevoerd en gaat naar het moedercontact van schakelaar Sa. In de stand "0" zijn de wissers uitgeschakeld. Zet men de schakelaar in stand "1", dan wordt via aansluiting 53 van de schakelaar een van de motorwikkelingen (53) met de accu verbonden. De andere aansluiting van de motor (31) gaat naar het chassis. Zet men de schakelaar in stand "2", dan wordt de accuspanning via contact 53b met een aftakking van de motorspoel verbonden. De stroom neemt toe, waardoor de motor sneller gaat draaien en de wissers meer slagen per minuut maken. De schakelaar H wordt bediend door de as van de motor. Deze schakelaar zorgt ervoor dat de wissers bij het uitschakelen van Sa/b steeds een volle slag maken en tot rust komen in de rustpositie. Deze schakelaar sluit als de wissers uit hun rustpositie komen. De gesloten schakelaar overbrugt de nulstand van schakelaar Sb, zodat de motor onder spanning blijft totdat de wissers in hun rustpositie staan en ook H onderbroken wordt door het mechanisme. Op dat moment wordt de motor over zichzelf kortgesloten via contact "0" van schakelaar H en contact "0" van schakelaar Sb. Een kortgesloten draaiende motor remt zichzelf af door de opgewekte TEMK, met als gevolg dat de wissers onmiddellijk tot stilstand komen en niet "uitlopen" tot zij maar eerst ergens midden op de ruit tot stilstand zouden komen.



Figuur 6/6.3-22: Het schema van de klassieke ruitenwisser besturing met twee snelheden.

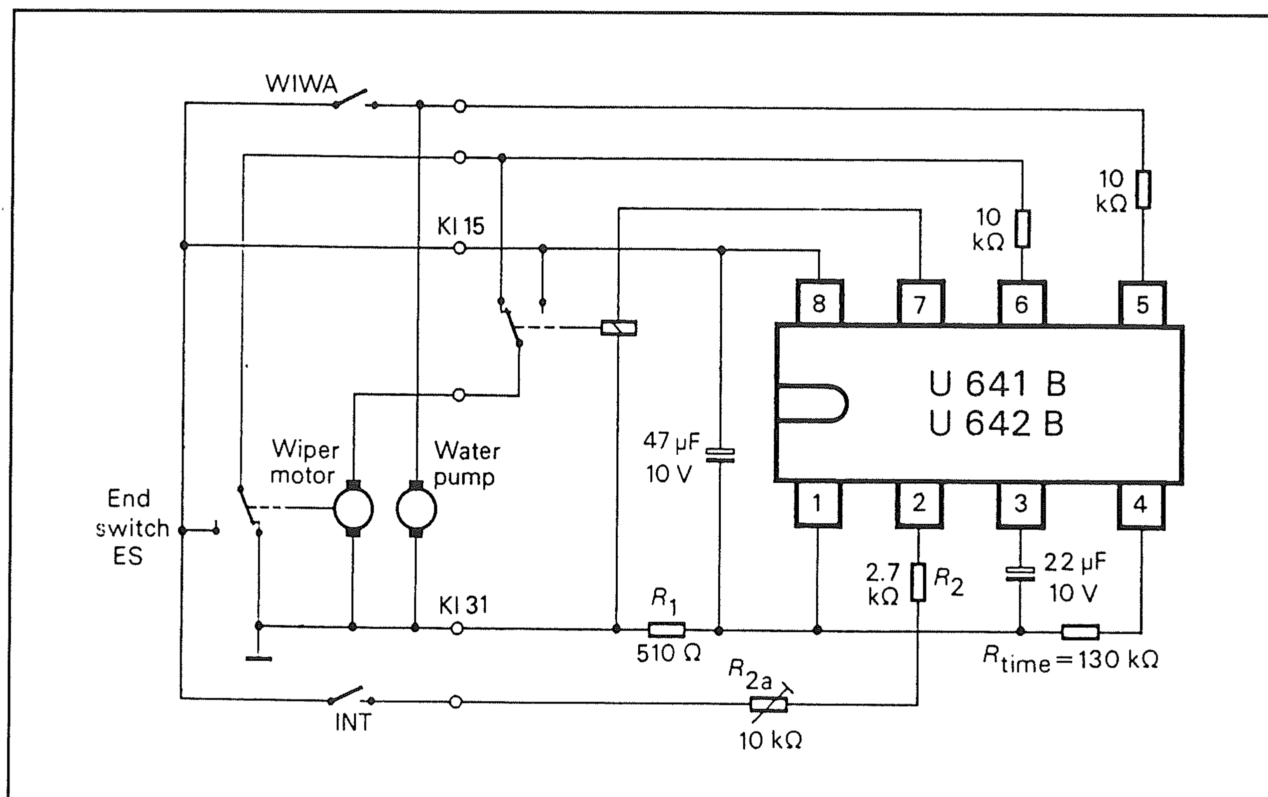
Het elektronisch alternatief

Elektronische wisserschakelingen hebben als groot voordeel dat intervalbesturing kan worden ingebouwd, zodat de wissers bij een miezerig regentje maar één keer per 15 seconde een wisbeweging uitvoeren. Ook hier is het alweer Telefunken die de doe-het-zelver een aantal interessante schakelingen weet aan te bieden.

De U 641B en U 642B, intervalschakelaars voor de ruitenwissers

Deze IC's bevatten de volledige elektronica voor het besturen van de ruitenwissers. Weliswaar wordt ook nu gekozen voor een half-elektronische oplossing. Het IC bestuurt alleen de spoel van een relais, de wismotor wordt gevoed via het contact van dit relais. Het interval tussen twee wisbewegingen is instelbaar tussen 4 en 20 s, de wistijd tussen 2 en 20 s. De schakeling wordt bestuurd door de einde-wis schakelaar van de ruitenwisser motor.

6.3 Automobiel-schakelingen



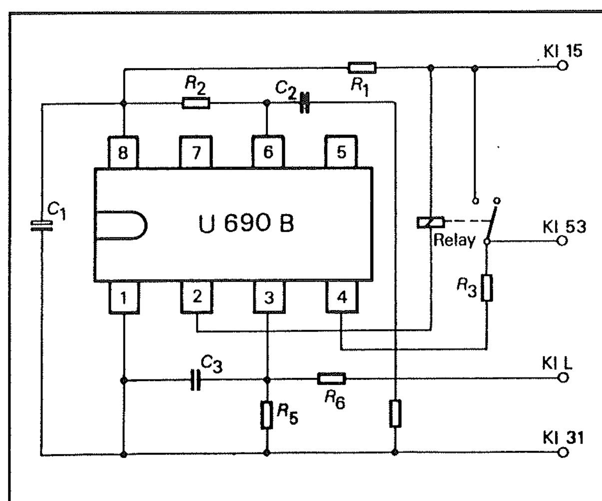
Figuur 6/6.3-23: Een praktische schakeling rond de ruitenwisser-IC's U 641/642 van Telefunken.

De interval-tijd kan overbrugd worden door een "priority"-schakelaar WIWA. Bedient men deze "wipe/wash-mode" schakelaar, dan wordt de pomp van het waterreservoir met de accuspanning verbonden en begint een wisbeweging al na 0,75 s. Op deze manier wordt vermeden dat men enige seconden tegen een volledig met wasmiddel bespoten ruit moet aankijken. De volledige timing van de schakeling wordt verzorgd door één extern RC-netwerkje. Het IC is volledig beschermd tegen spikes op de accuspanning volgens de VDE 0839 norm.
De IC's kunnen gevoed worden uit spanningen tussen +9,0 V en +16,5 V en trekken ongeveer 10 mA stroom uit de accu. De minimale relaisweerstand is gelijk aan 60 Ω.
Beide schakelingen zijn ook verkrijgbaar in een SO-8 behuizing voor oppervlakte montage. Uiteraard is de staart van de codering dan weer gelijk aan B-FP.

De U 690B, een besturing voor de ruitenwisser van de achterruit
De U 690B bevat de volledige elektronica voor het besturen van de ruitenwisser van de achterruit. Ook nu bestuurt het IC slechts de spoel van een relais en wordt de ruitenwisser motor bekrachtigd door het relaiscontact. De schakeling wordt bestuurd door de einde-wis schakelaar van de ruitenwisser motor via pen 4. De volledige timing van de schakeling wordt verzorgd door één extern RC-netwerkje. De frequentie van de ingebouwde oscillator is instelbaar tussen 1 Hz en 20 kHz. Ingebouwde delers zorgen ervoor dat deze frequentie wordt gereduceerd tot de wissnelheid. Het IC moet door middel van een extern RC-netwerkje R1/C1 be-

6.3 Automobiel-schakelingen

schermd worden tegen spikes op de accuspanning volgens de VDE 0839 norm. Dit netwerkje zorgt, samen met de interne schakelingen van het IC, voor alle beveiligingen die door de VDE norm 0839 zijn voorgeschreven. De waarde van de weerstand ligt tussen 500 Ω en 1,2 kΩ, de waarde van de condensator is 47 μF.
In figuur 6/6.3-24 is een voorbeeldschakeling rond de U 690B getekend.



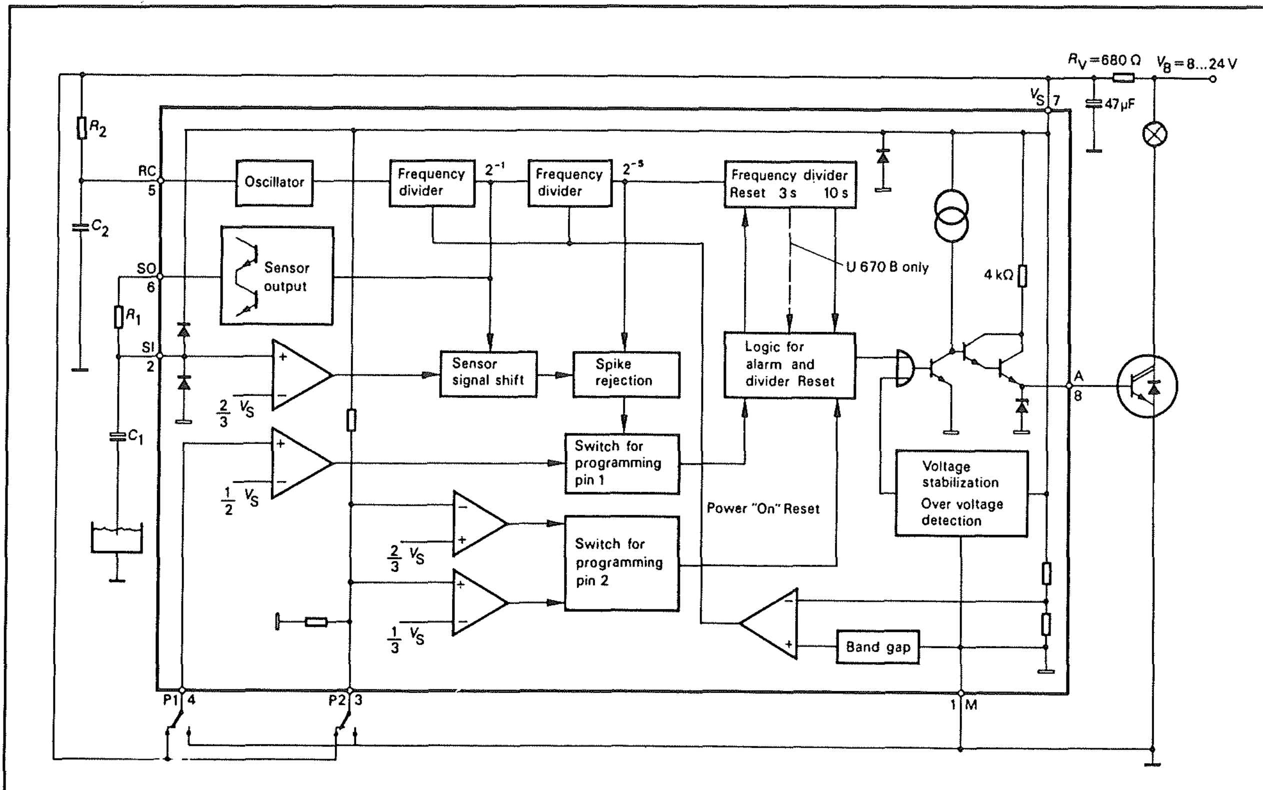
Figuur 6/6.3-24: Voorbeeld-schakeling rond de U 690B.

De schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +6 V en +16 V en kan via de uitgangspen 200 mA opnemen. De verzadigingsspanning van deze uitgang bedraagt bij de maximale stroom ongeveer 2 V.

U 670B en U 672B, vloeistofniveau detectoren

Een handige voorziening is een schakeling die een alarm stuurt als het vloeistofniveau van het wasreservoir onder een bepaalde drempel daalt. Ook daarvoor heeft Telefunken twee IC's ontwikkeld, de U 670B en de U 672B. De interne blokschema's van deze in DIL-8 ondergebrachte schakelingen en de minimale externe bedrading zijn getekend in figuur 6/6.3-25.
De schakelingen worden gestuurd door een RC-oscillator, waarvan de frequentie bepaald wordt door twee externe componenten R2 en C2. Uit deze oscillator wordt door frequentiedeling een blokvormig signaal afgeleid dat via de condensator C1 en een galvanische sensor de hoogte van het vloeistofniveau in de voorraad tank meet.
Als de sensor geen contact heeft met het water zal het volledige sensorsignaal via pen 2 worden teruggekoppeld naar het IC. Staat de galvanische sensor echter in contact met het water, dan zal de sensorspanning via het geleidende water worden kortgesloten naar het chassis. Het is dus noodzakelijk de meestal in niet geleidend kunststof uitgevoerde voorraadfles ofwel te vervangen door een metalen fles, ofwel op de een of andere manier de binnenzijde te bekleden met een laagje aluminiumfolie dat via een draadje met het chassis van de auto wordt verbonden. Het spanningsverschil op de sensor wordt gemeten door een ingebouwde comparator. De schakeling stuurt, als geen galvanisch contact tussen sensor en waswater wordt vastgesteld, na 10 s een open-emitter uitgang, waarmee een externe darlington wordt aangestuurd. Deze darlington kan een acoustisch of optisch alarm inschakelen.
De beide IC's hebben ingebouwde schakelingen, die na het inschakelen van de voedingsspanning controleren of de alarm-melder (een gloeilampje) nog in goede staat is.
De schakeling moet via een extern RC-netwerkje met de accuspanning verbonden worden.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-25: De interne schakelingen van de niveaudetectoren U 670B en U 672B.

Dit netwerkje zorgt, samen met de interne schakelingen van het IC, voor alle beveiligingen die door de VDE norm 0839 zijn voorgeschreven:

- overspanning beveiliging;
- overtemperatuur beveiliging;
- beveiliging tegen inverse voedingsspanning.

De schakelingen kunnen gevoed worden uit een spanning tussen +8 V en +24 V.

Universele tijdschakelaars

Inleiding

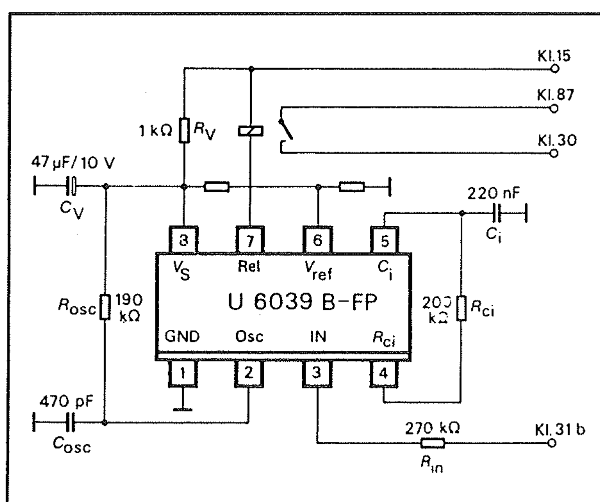
In een auto zijn er een aantal functies die via een tijdvertraging gerealiseerd moeten worden. Zo zou het bijvoorbeeld handig zijn als de lichten nog enige tijd na het verlaten van het voertuig blijven branden en nadien automatisch uitschakelen. Men kan dan rustig van de garage naar de huisdeur lopen zonder te verdwalen in absolute duisternis.

Men zou hiervoor zelfs een speciale lamp op de voor- en/of achterbumpers kunnen monteren. Ook bij de zelfbouw van alarmschakelingen zal men zonder meer geconfronteerd worden met tijdvertragingen. Nu zou men hiervoor ordinaire monostabiele multivibratoren kunnen toepassen, bijvoorbeeld door de universele timer 555 als dusdanig te schakelen. Maar het probleem is dat een dergelijk IC absoluut niet ontworpen is voor het ruwe milieu van een auto, zeker wat betreft temperatuurbereik en bestendigheid tegen stoorpulsen. Gelukkig heeft (alweer!) Telefunken een aantal universele tijdschakelaars ontwikkeld, die volledig zijn aangepast aan de omstandigheden in de auto.

6.3 Automobiel-schakelingen

De U 639B-FP en 6039B-FP, universele tijdschakelaar voor relais

Deze IC's zijn ontwikkeld voor universele toepassing als tijdschakelaar. De schakelingen bevatten een monostabiele multivibrator met instelbare pulsbreedte. De uitgang van de schakeling kan rechtstreeks een zwaar relais aansturen op commando van een positieve puls op pen 3. De tijdsduur van de uitgangspuls wordt bepaald door twee externe componenten R_{osc} en C_{osc}. De frequentie van de ingebouwde oscillator wordt door een teller door 12.300 gedeeld. De schakeling moet via een extern netwerkje R_V en C_V tegen spikes op de voedingsspanning beschermd worden.

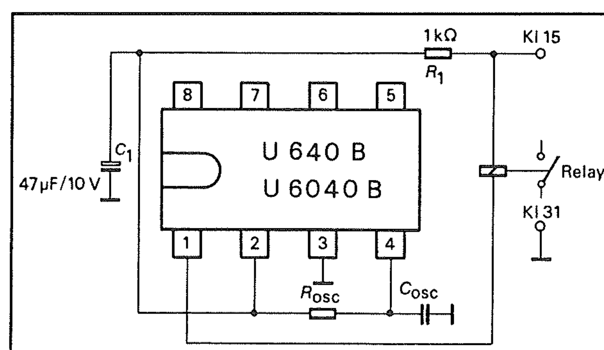


Figuur 6/6.3-26: De universele tijdschakelaars U 639B en U 6039B.

De IC's kunnen gevoed worden tussen +6 V en +16 V en verbruiken ongeveer 4,5 mA. De periode van de uitgangspuls is gelijk aan 1 s bij f_{osc} = 12,3 kHz.
Zoals uit de codering volgt, zijn beide IC's alleen leverbaar in SO-8 behuizing voor oppervlakte montage.

De U 640B en U 6040B, universele timers

Deze IC's zijn ontwikkeld voor universele toepassing als tijdschakelaar. Deze IC's zijn in feite vereenvoudigde versies van de eerder besproken schakelingen. Het volstaat vier externe componenten aan te sluiten. Ook deze IC's hebben een monostabiele multivibrator met instelbare pulsbreedte als basis. De uitgang van de schakelingen op pen 1 kan rechtstreeks een zwaar relais aansturen. De tijdsduur van de uitgangspuls wordt bepaald door de twee externe componenten R_{osc} en C_{osc}. De frequentie van de ingebouwde oscillator wordt door 12.300 gedeeld, zodat een oscillator-frequentie van 123 kHz een uitgangspuls van 10 s genereert. De schakelingen kunnen uitgangspulsen genereren met een periode tussen 6 seconden en 40 minuten. De schakelingen zijn intern volledig beschermd tegen spikes op de accuspanning volgens de norm VDE 0839.



Figuur 6/6.3-27: Een voorbeeld-schakeling rond de U 640B of U 6040B.

Het door Telefunken voorgeschreven toepassingsschema is getekend in figuur 6/6.3-27. Helaas is men vergeten in het data-sheet te vermelden via welke pen men de schakelingen moet triggeren! Maar wie met deze IC's wil experimenteren kan natuurlijk de pennen 5 tot en met

8 aftasten via een weerstandje van 10 kΩ dat met de +12 V voeding verbonden is.

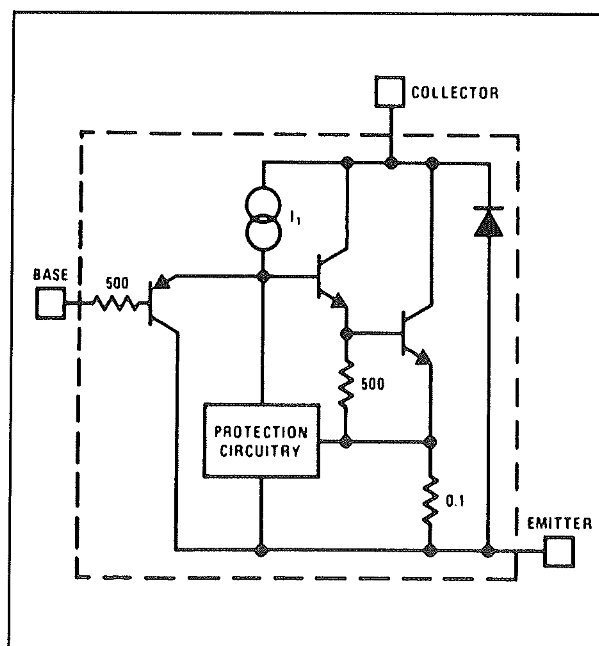
Universele elektronische schakelaars

Inleiding

In een auto komen veel elektromechanische onderdelen voor, zoals relais, kleppen, ventielen, vloeistof injectoren, etc. Die kunnen natuurlijk in principe elektronisch bestuurd worden door een enkelvoudige transistor of darlington. Maar, alweer, volgens de regels der kunst zijn dergelijke onderdelen niet zonder meer geschikt voor de ruwe omstandigheden in de auto. Vandaar dat verschillende IC-fabrikanten speciale schakel-IC's hebben ontwikkeld, die zichzelf en hun belasting op alle mogelijke manieren beschermen tegen alle denkbare verschrikkelijke omstandigheden.
Daarnaast zijn deze zeer betrouwbare elektronische schakelaars ook uitstekend geschikt om de relais te vervangen, die vaak toch nog door de IC-fabrikanten in hun schakeling-applicaties worden opgenomen.

De LM 195, LM 295 en LM 395, speciale vermogenstransistoren

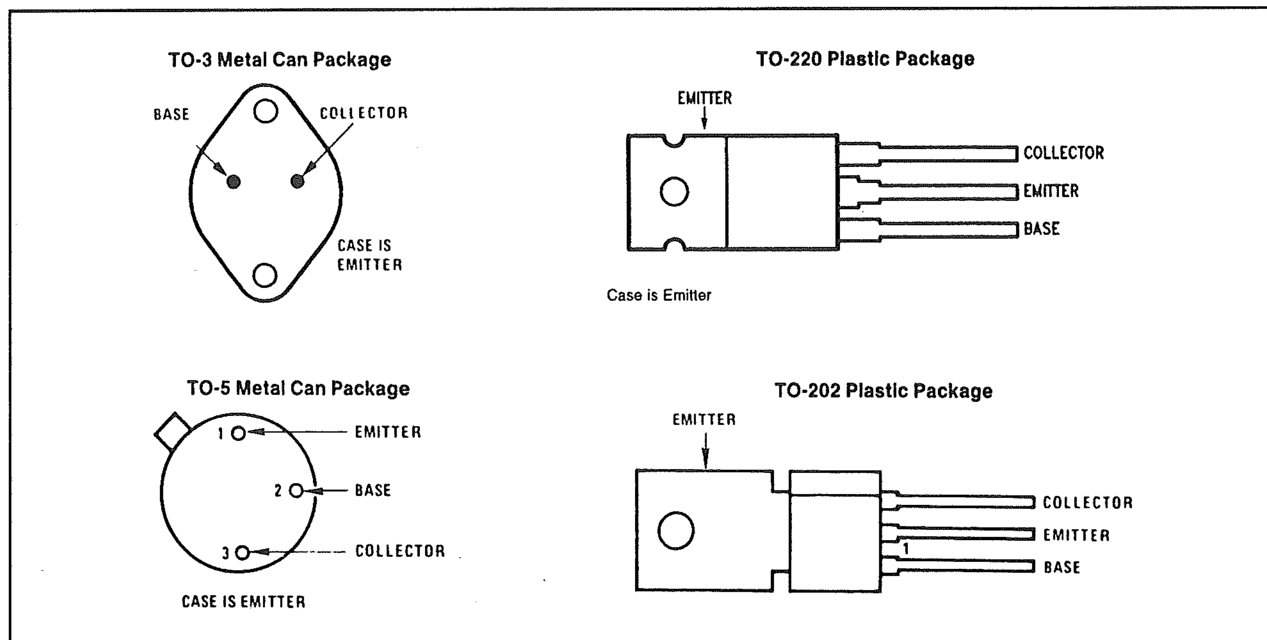
Door NatSemi wordt een familie van zogenoemde "ultra reliable power transistors" (heel betrouwbare vermogenstransistoren) op de markt gebracht. Hoewel deze onderdelen, net zoals een normale transistor, slechts drie pootjes hebben, bevat het interne een heleboel beveiligingsschakelingen waardoor het, zo stelt de fabrikant, praktisch onmogelijk is het onderdeel stuk te krijgen. In de TO-3 uitvoering kunnen deze onderdelen 1,0 A stroom schakelen en de collectorspanning schakelt van 0 V (geleiding) tot 40 V (sper) in minder dan 50 ns. De basisstroom voor volledige uitsturing van de halfgeleider bedraagt slechts 3,0 μA. De verzadigingsspanning tussen collector en emitter bij 1 A stroom is niet groter dan 2,0 V. Vanwege de grote stroomversterking kunnen de IC's rechtstreeks uit TTL- of CMOS-schakelingen aangestuurd worden.
Het intern blokschema van deze voor de auto-elektronica zeer bruikbare werkpaarden is getekend in figuur 6/6.3-28.



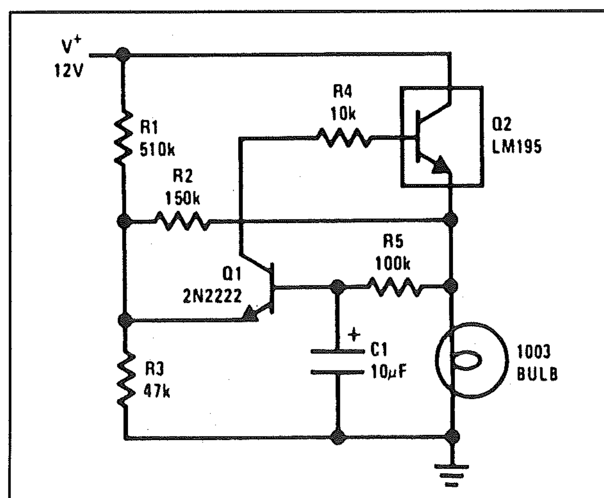
Figuur 6/6.3-28: Het intern blokschema van de LM 195, LM 295 en LM 395.

De schakelingen worden in vier verschillende behuizingen geleverd, namelijk TO-3, TO-5, TO-220 en TO-202. Niet alle drie typen zijn echter in alle vier de behuizingen beschikbaar. De aansluitgegevens zijn samengevat in figuur 6/6.3-29.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-29: De aansluitgegevens van de vier leverbare behuizingen van de LM x95-serie.



Figuur 6/6.3-30: Een pech-lamp met als hart de LM 195 van NatSemi.

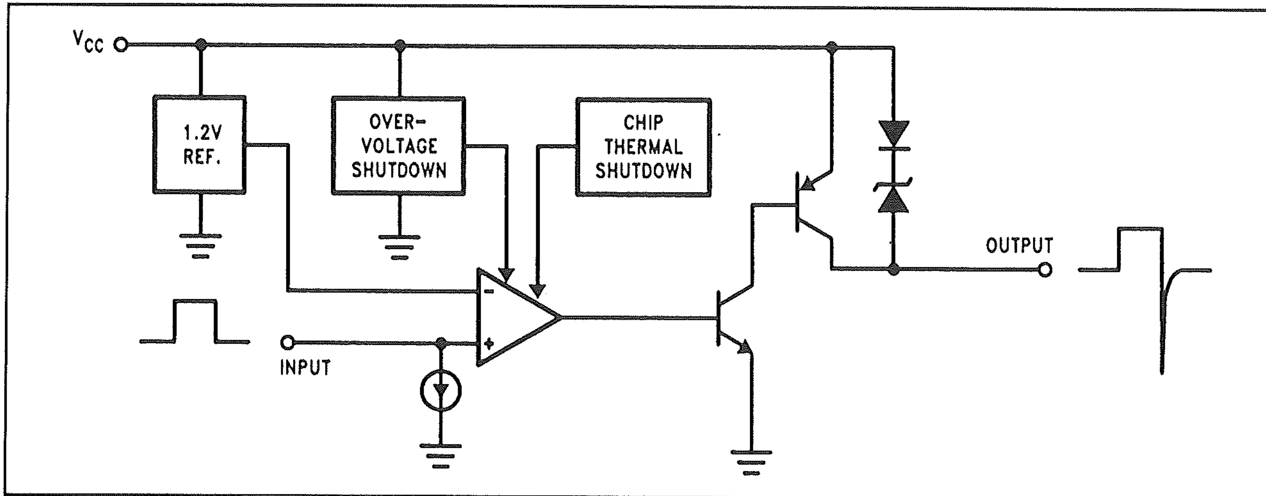
Een praktische toepassing die heel nuttig kan zijn in de auto-elektronica is getekend in figuur 6/6.3-30. Deze eenvoudige schakeling vormt een zeer krachtig knipperlicht, dat goede diensten kan bewijzen bij pech. De LM 195 vormt samen met de normale transistor 2 N 2222 een astabiele multivibrator. De frequentie wordt bepaald door de onderdelen C1 en R5. De schakeling is in staat een 25 W gloeilamp aan te sturen, zodat men over lichtopbrengst en attentiewaarde niet te klagen heeft!

De LM 1921, een industriële relais-driver

De LM 1921 is speciaal ontworpen voor het aansturen van middelzware relais. Zoals uit het intern blokschema van figuur 6/6.3-31 blijkt, bestaat de schakeling uit een ingangscomparator, die de spanning op de ingang vergelijkt met een interne referentiespanning van 1,2 V.

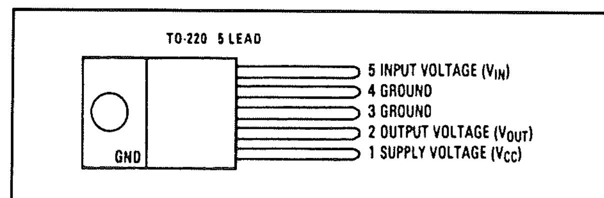
De ingang is TTL- en CMOS-compatibel en heeft dus een schakeldrempel van 1,2 V. Op deze manier is de schakeling vrij ongevoelig voor stoorpulsen. De comparator-uitgang stuurt een PNP/NPN-combinatie, die gekenmerkt wordt door een grote stroomversterking en een kleine stijgtijd. De uitgangsstructuur heeft bovendien als voordeel dat er een zeer kleine spanning over de eindtransistor blijft staan.

6.3 Automobiel-schakelingen

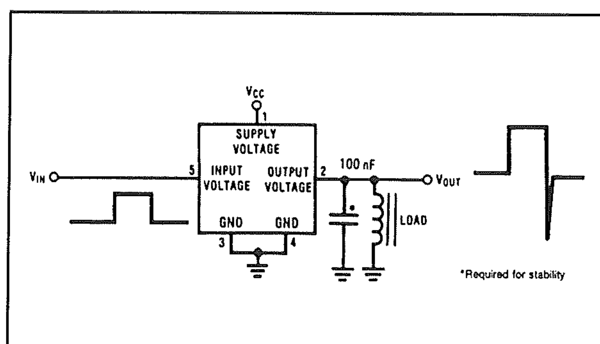


Figuur 6/6.3-31: Intern blokschema van de LM 1921.

Deze bedraagt maximaal 0,5 V, zodat zelfs bij een stroom van 1 A er maar maximaal 0,5 W in het IC gedissipeerd wordt. Bovendien wordt de comparator weer gestuurd door de nodige beveiligingsschakelingen, die de uitgang uitschakelen als er een noodconditie voor het IC optreedt. De uitgang heeft nog een bijzonderheid. Zoals men weet wekken relaisspoelen die uitschakelen een grote tegen-elektromotorische kracht TEMK op. Dat is een korte pulsvormige spanning, die de inverse polariteit heeft van de voedingsspanning. In de meeste schakelingen doet men er alles aan om die TEMK volledig te onderdrukken. Transistoren zien dit soort spanningen namelijk het liefst niet tussen hun collector en emitter verschijnen! De eindtrap van de LM 1921 is echter zo ontworpen, dat er op de uitgang een TEMK van maar liefst -57 V mag ontstaan. Deze maximale waarde wordt bepaald door de interne zenerdiode, die tussen de voeding en de uitgang is geschakeld. Het aanwezig zijn van deze smalle TEMK-piek heeft echter als voordeel dat een relais razend snel uitschakelt en dat er absoluut geen gevaar is dat de schakel-hefboom blijft "plakken" aan de weekijzeren kern. De LM 1921 wordt geleverd in een TO-220 behuizing met vijf pennetjes. De twee middelste zijn verbonden met de massa, maar dragen ook bij aan het afvoeren van de in de chip gedissipeerde warmte. Deze twee aansluitingen moeten op een groot koperen vlak op de print worden gesoldeerd.



Figuur 6/6.3-32: De behuizing en aansluitgegevens van de LM 1921.



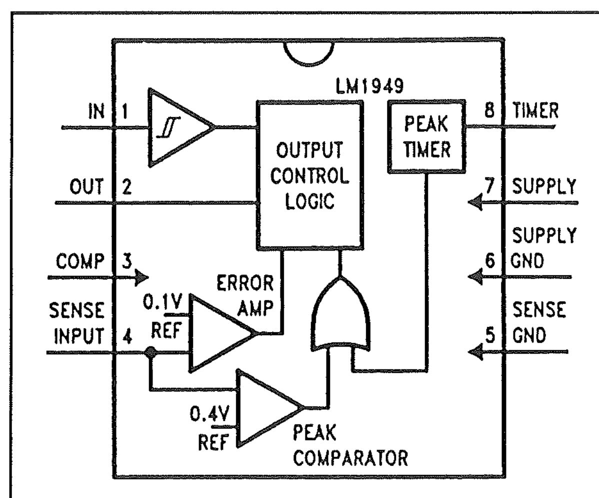
Figuur 6/6.3-33: De LM 1921 is op een werkelijk zeer eenvoudige manier aan de praat te krijgen!

6.3 Automobiel-schakelingen

In figuur 6/6.3-33 wordt bewezen, dat het veilig aansturen van relais met de LM 1921 een fluitje van een cent is. De ingangsspanning kan rechtstreeks zonder serieweerstand aan de ingang van het IC worden gelegd. Tussen de uitgang en de massa het relais en klaar is kees! Wél moet men de spoel van het relais overbruggen met een kleine condensator. Dit onderdeel is erg belangrijk voor de stabiliteit van de schakeling.

De LM 1949, een driver voor vloeistof kleppen

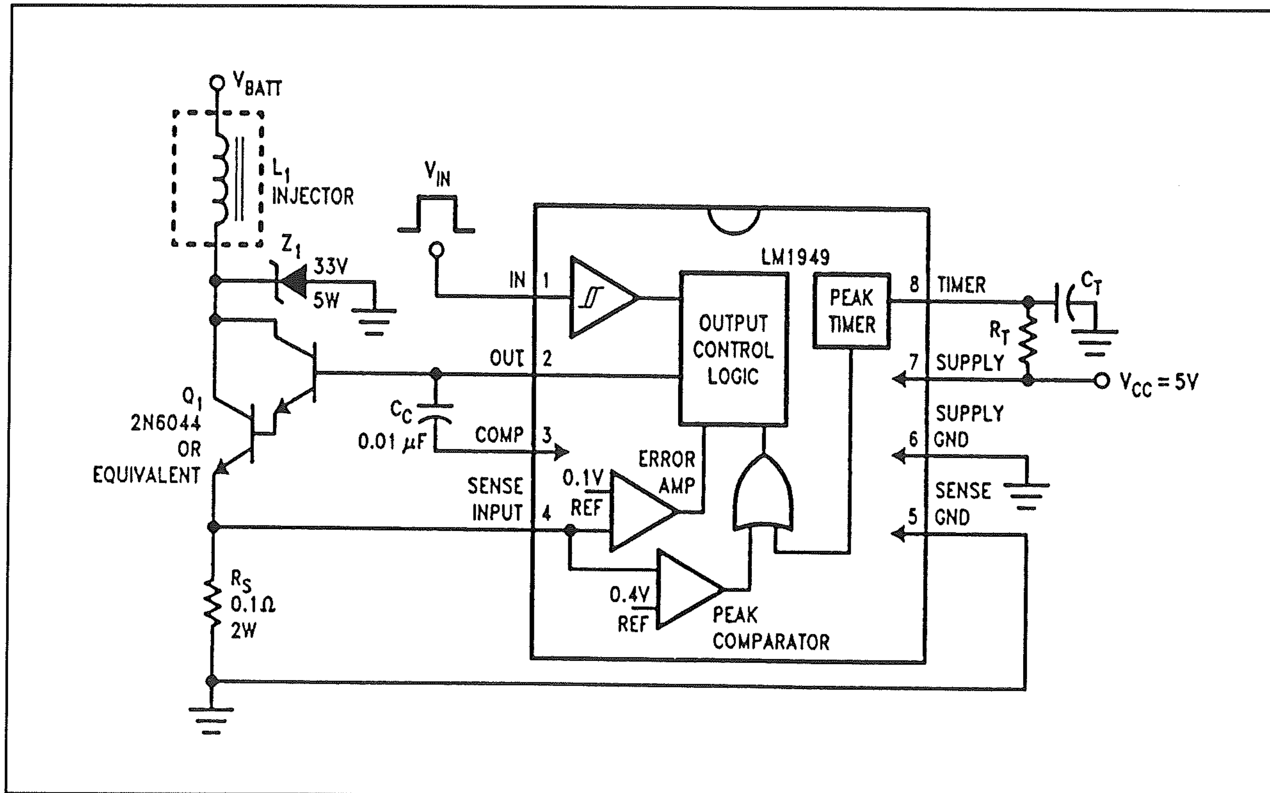
De LM 1949 van National Semiconductor is speciaal ontworpen als stuurtrap voor een vloeistof klep. Het IC wordt op pen 1 gestuurd met een positieve stuurpuls. De uitgang van de schakeling stuurt via een externe darlington de spoel van de brandstof klep. De schakeling meet de stroom die door de spoel vloeit via een stroomsensor weerstand en past de sturing van de darlington zo aan, dat steeds de minimaal noodzakelijke stroom door de spoel vloeit om de klep open te houden. Dat betekent dat in het begin van de cyclus een grote stroom van maximaal 3 A door de spoel wordt gestuurd en als de klep open is de stroom tot de normale houdwaarde gereduceerd wordt. Dit systeem heeft niet alleen een belangrijke vermogensreductie tot gevolg, maar zal er ook voor zorgen dat de brandstof klep weer heel snel sluit na het wegvallen van de stuurstroom. Een derde voordeel van deze gecontroleerde besturing is dat de schakeling goed blijft werken, zelfs als de accuspanning gedaald is tot 5 V. In dit geval wordt de grote stroompuls veel langer door de spoel van de klep gestuurd om er zeker van te zijn dat de klep opent. Een "peak timer" zorgt er echter voor dat deze stroom na een door C_T/R_T bepaalde tijd wordt gereduceerd tot een lagere waarde, zodat de spoel van de klep niet kan doorbranden. Deze stroombegrenzing kan worden uitgeschakeld door pen 8 aan de massa te leggen.



Figuur 6/6.3-34: Het intern schema en de aansluitgegevens van de LM 1949.

In figuur 6/6.3-34 zijn de belangrijkste gegevens van de LM 1949 samengevat. De schakeling moet gevoed worden uit een spanning van minimaal +3,0 V en maximaal +8,0 V, waarbij +5,0 V als aanbevolen waarde wordt opgegeven. Men moet dus de accuspanning met een zenerdiode of een 5 V stabilisator reduceren! Ook de ingangsspanning op pen 1 mag maximaal +5 V zijn! De schakeling verbruikt ongeveer 50 mA stroom. De uitgangspen 2 kan maximaal 22 mA leveren aan een externe darlington. In figuur 6/6.3-35 is de standaard schakeling rond dit IC getekend. De pennen 5 en 6 zijn intern met de massa verbonden. Pen 5 moet echter met een afzonderlijke leiding verbonden worden met de massa-aansluiting van de stroomsensor weerstand Rs.

6.3 Automobiel-schakelingen



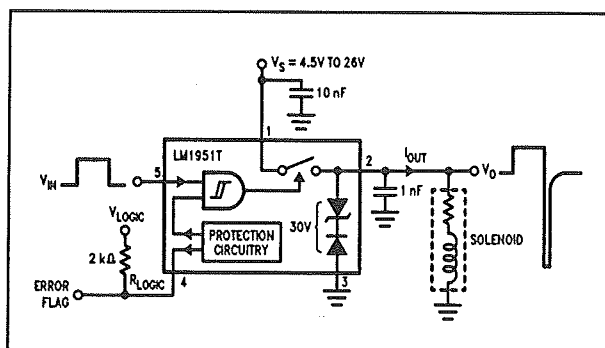
Figuur 6/6.3-35: Een voorbeeld-schakeling rond de LM 1949.

De LM 1951, een relais-driver met foutmelding

In professionele auto-elektronica, dat zal ondertussen wel duidelijk zijn, wordt protectie met grote letters geschreven. Er mág gewoon niets mis gaan, omdat een schakeling die op het verkeerde moment defect gaat grote ongelukken kan veroorzaken. Maar zelfs een schakeling die zorgvuldig ontworpen is kan het toch begeven. NatSemi heeft met de LM 1951 een relaisdriver ontworpen, waar geconstateerde afwijkingen onmiddellijk worden gedetecteerd en via een "ERROR FLAG"-uitgang kenbaar gemaakt. Deze uitgang wordt gestuurd uit de interne beveiligingsschakelingen en levert een alarmsignaal af bij de volgende omstandigheden:

- uitgang kortgesloten naar de massa;
- uitgang kortgesloten naar de accuspanning;
- uitgang losgekoppeld van de belasting;
- uitgangsstroom wordt begrensd;
- schakeling wordt gevoed met een te hoge spanning;
- schakeling wordt te warm.

Met het signaal op de "ERROR FLAG" kan men een alarmschakeling sturen of ervoor zorgen dat de geconstateerde fout wordt hersteld.



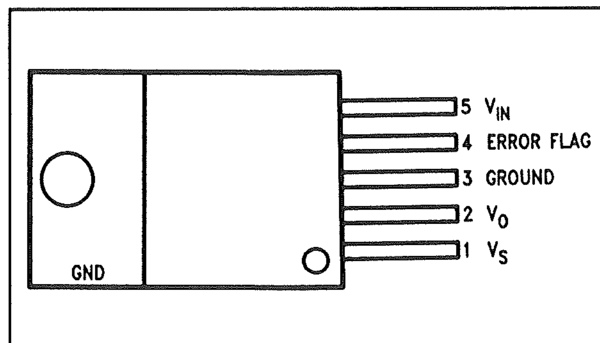
Figuur 6/6.3-36: Het intern blokschema van de LM 1951.

6.3 Automobiel-schakelingen

Fault Condition	V_{in}*	V_{out}	Error Flag
Normal	L	L	H
	H	H	H
Overvoltage	L	L	L
	H	L	L
Thermal Shutdown	L	L	L
	H	L	L
V_O Short to GND	L	L	H
	H	L	L
V_O Short to V_{supply}	L	H	L
	H	H	L
Open Load	L	L	H
	H	H	L
Current Limit	L	L	H
	H	H	L

Figuur 6/6.3-37: De waarheidstabel van de LM 1951.

Het intern blokschema van dit IC is getekend in figuur 6/6.3-36, de waarheidstabel in figuur 6/6.3-37. Uit deze waarheidstabel kan men afleiden hoe het signaal op de "ERROR FLAG" reageert op de diverse foute voorwaarden. De "ERROR FLAG" is een open-collector uitgang die 10 mA kan opnemen. De verzadigingsspanning bij deze stroom is in ieder geval kleiner dan 0,8 V.
De LM 1951 kan gevoed worden uit spanningen tussen +4,5 V en +26 V en kan TEMK's van -85 V doorstaan. Ook bij deze schakeling moet men dus niet bang zijn dat relaiscontacten blijven "plakken". De schakeling kan 1 A leveren aan de belasting, waarbij maximaal 1,0 V verzadigingsspanning op de uitgang blijft staan. Bij kortsluiting wordt de uitgangsstroom begrensd op 2,5 A. De ingang trekt maximaal 50 μA en is TTL-compatibel.



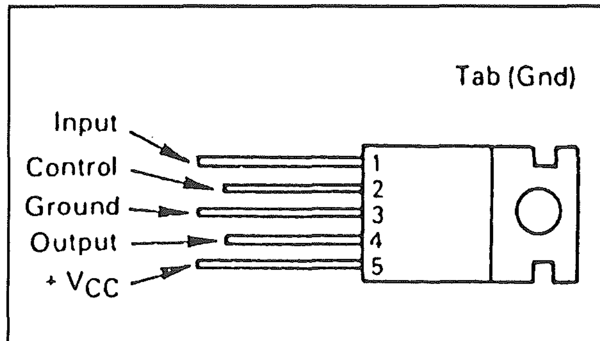
Figuur 6/6.3-38: De behuizing van de LM 1951.

De LM 1951 is ondergebracht in een TO-220 behuizing met vijf aansluitingen. De aansluitcodering volgt uit figuur 6/6.3-38.

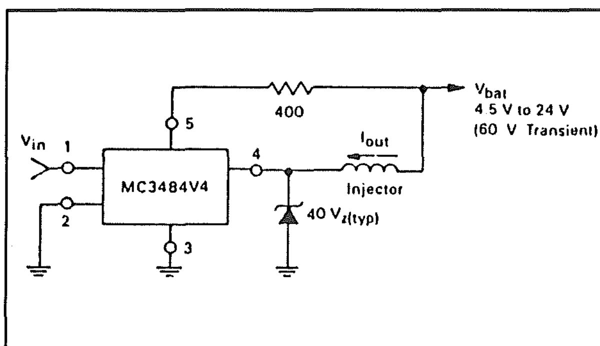
De MC 3484, een universele ventiel-driver

De MC 3484 is een universele schakeling, waarmee elektromagnetische ventielen in brandstof-, olie- of waterleidingen kunnen worden geopend en gesloten. De schakeling is rechtstreeks in staat 2,4 A of 4,0 A aan de inductieve belasting van het ventiel te leveren. De schakeling is intern volledig beveiligd tegen de hoge tegen-elektromotorische spanningen die over de magneetspoel van het ventiel ontstaan als de stroom wordt verbroken. De ingang is TTL-compatibel, het IC kan goed werken tot +125 °C. De in TO-220 behuizing (zie figuur 6/6.3-39) ondergebrachte schakeling kan gevoed worden met spanningen tussen +4,5 V en +24 V en is bestand tegen transiënten tot meer dan 60 V. De MC 3484 is beschikbaar in twee versies:
- de MC 3484V2 kan een continue uitgangsstroom leveren van 0,6 A en een piekstroom van 2,4 A;
- de MC 3484V4 kan een continue stroom leveren van 1,0 A en een piekstroom van 4,0 A.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-39: Aansluitgegevens van de MC 3484.



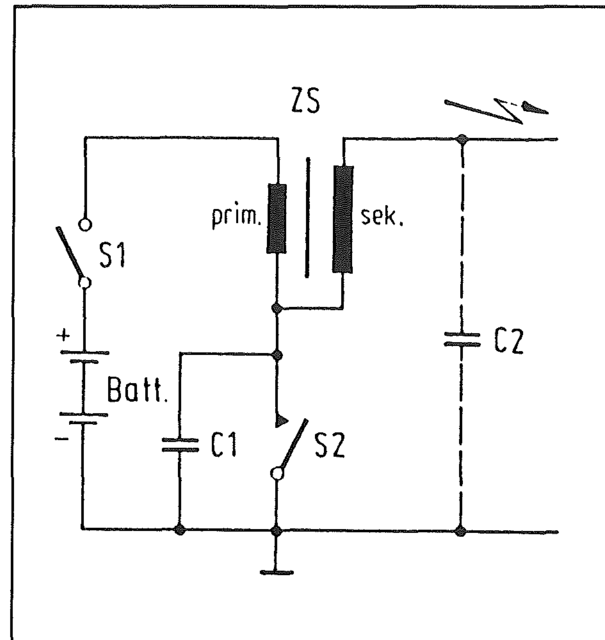
Figuur 6/6.3-40: Voorbeeld-schakeling met de MC 3484.

In beide gevallen bedraagt de maximale verzadigingsspanning op de uitgang 3,0 V. In figuur 6/6.3-40 is de standaard schakeling rond de MC 3484V2 getekend. De ingang wordt gestuurd door een TTL-compatibel signaal, de schakeling werkt niet inverterend.

Elektronische ontstekingen

De traditionele ontsteking

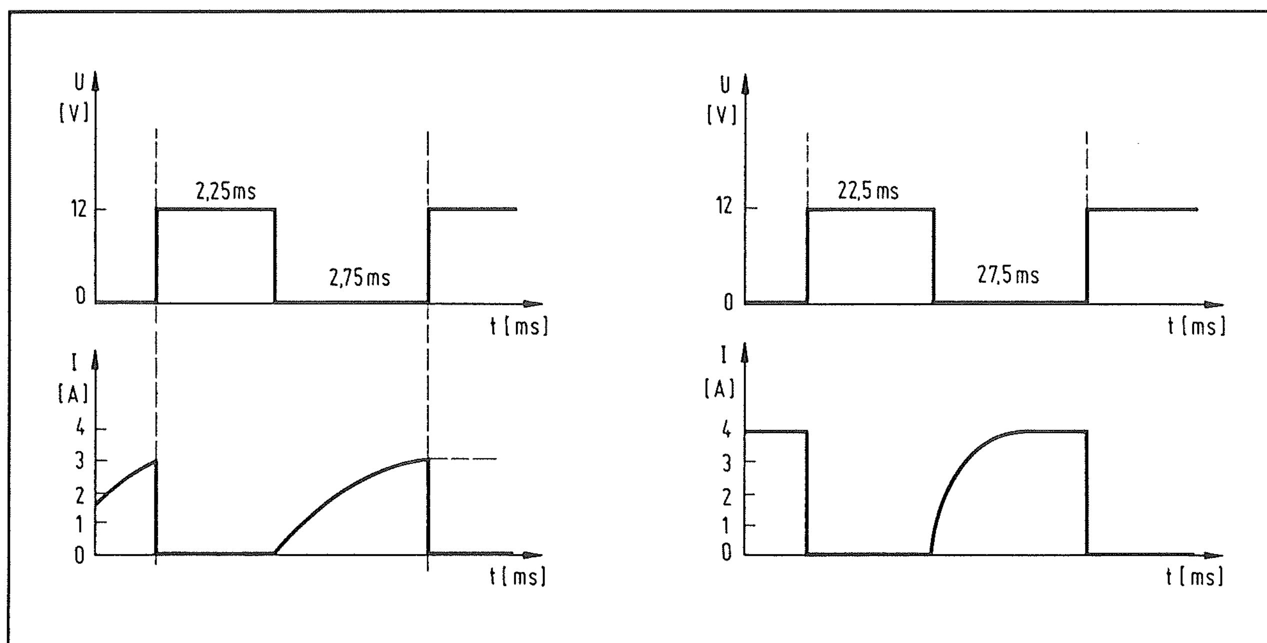
De traditionele ontsteking is samengesteld volgens het schema van figuur 6/6.3-41.



Figuur 6/6.3-41: Het schema van de traditionele ontsteking.

De accuspanning gaat via het contactslot S1 naar één aansluiting van de primaire wikkeling van de bobine. De andere aansluiting gaat naar de serie-schakeling van de onderbrekerschakelaar S2 en een condensator C1. Een aansluiting van de secundaire wikkeling gaat naar hetzelfde punt, de tweede aansluiting gaat via de (niet getekende) onderbreker naar de bougies. De onderbreker wordt geopend en gesloten door de nokkenas van de motor. Als de schakelaar gesloten wordt zal opeens de volledige accuspanning over de primaire wikkeling van de bobine komen te staan. Deze wikkeling heeft een zeer lage impedantie, met als gevolg dat er een grote stroom door de wikkeling zal gaan vloeien. Een zelfinductie verzet zich echter tegen het plotseling vloeien van stroom. De primaire stroom kan dus niet opeens opkomen, maar zal een bepaalde tijd nodig hebben om tot zijn maximale waarde te stijgen. Dat is grafisch toegelicht in de grafieken van figuur 6/6.3-42.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-42: Het verloop van de spanning over en de stroom door de primaire wikkeling van de bobine bij verschillende toerentallen.

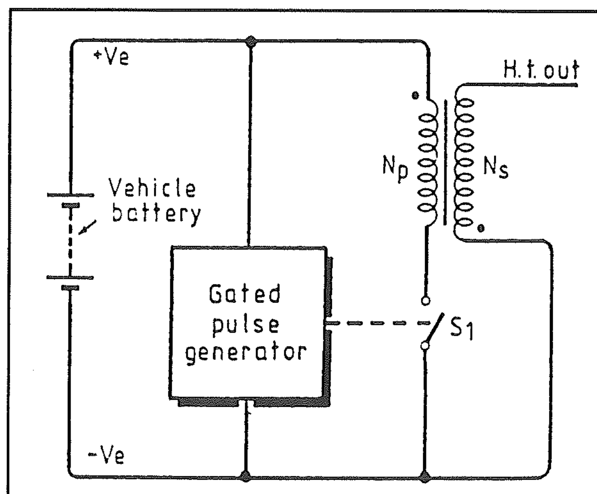
In de rechter grafieken is het spanning- en stroomverloop over en door de primaire wikkeling getekend bij een relatief laag toerental. De stroom heeft nu tijd genoeg om zichzelf op te bouwen tot de maximale waarde. Het magnetisch veld in de kern van de bobine kan dus ook tot de maximale waarde stijgen. Dit magnetisch veld wekt in de secundaire wikkeling, die veel en veel meer windingen heeft, een zeer hoge spanning op. Deze spanning veroorzaakt een vonkje in de bougie die op dat moment via de verdeler met de secundaire wikkeling verbonden is. Als het toerental stijgt, zal de onderbreker veel sneller rond draaien met als gevolg dat de openings- en sluitingstijden van het contact veel korter worden. Deze situatie is getekend in de linker grafieken. De primaire stroom krijgt nu niet meer de tijd om zich op te bouwen tot de maximale waarde. Het gevolg is dat ook het magnetisch veld in de kern kleiner is en dus ook de secundaire spanning. Er doet zich dus de paradoxale situatie voor dat de vonkspanning bij hoge toerentallen, net op het moment dat er de hoogste eisen aan de vonken worden gesteld, het laagste is! De condensator C1 is aanwezig om de verhinderen dat over de contacten van de onderbreker grote vonken ontstaan. De condensator werkt als vonkblusser. Bovendien vormt deze condensator met de spoel van de primaire wikkeling een afgestemde kring, die er voor zorgt dat de primaire en dus ook de secundaire spanning maximaal wordt. Het getekende spanningsverloop over de primaire wikkeling is namelijk een forse benadering. De afgestemde kring zorgt voor resonantie, waardoor de primaire spanning er weliswaar niet erg mooi uitziet, maar wel in staat is de maximale secundaire spanning te genereren.

De traditionele ontsteking heeft naast het reeds genoemde feit dat de vonkspanning daalt als het toerental stijgt nog een ander bezwaar. De primaire stroom van de bobi-

ne is vrij groot, een waarde van 5 tot 8 A is geen uitzondering. Als een vier cilinder motor met 6.000 toeren per minuut draait zal de onderbreker 12.000 keer per seconde geopend en gesloten worden. Dat en de grote stroom die door de contacten geschakeld moet worden heeft tot gevolg dat er zeer hoge eisen worden gesteld aan de schakelcontacten.
Desondanks moeten deze regelmatig vernieuwd worden.

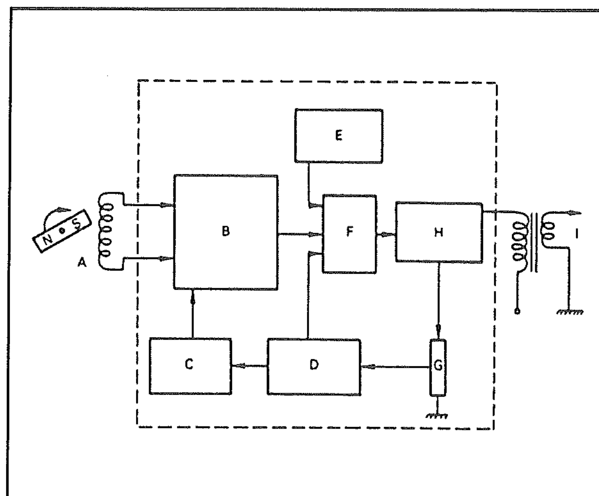
De elektronische ontsteking

De eerste generaties van elektronische ontstekingen waren niets meer dan elektronische equivalenten van de traditioneel werkende schakelaar plus ontsteekspoel.
De enige voordelen waren dat de stroom door de contacten van de pulsschakelaar veel kleiner was en dat de hoogspanning veel stabieler was in functie van het toerental. Dit laatste wordt veroorzaakt doordat de condensator C1 uit figuur 6/6.3-41 nu niet meer noodzakelijk is. Weliswaar heeft dat een beetje een nadelig effect op de grootte van de secundaire spanning, omdat er nu geen LC-kring meer is die kan resoneren. Maar het grote voordeel is dat men nu ook geen last meer heeft van allerlei uitslingeringsverschijnselen, eigen aan iedere LC-kring die voortdurend in en uit wordt geschakeld, die bij de traditionele ontsteking voornamelijk bij hoge toerentallen een funeste invloed hebben op de vorm van de ontsteekpuls.
Het blokschema van een eerste generatie elektronische ontsteking is getekend in figuur 6/6.3-43. De schakeling was niets meer dan een gestuurde pulsgenerator, die op bevel van de onderbrekerschakelaar via de schakeltransistor S1 een grote stroom door de primaire wikkeling van de bobine stuurt.



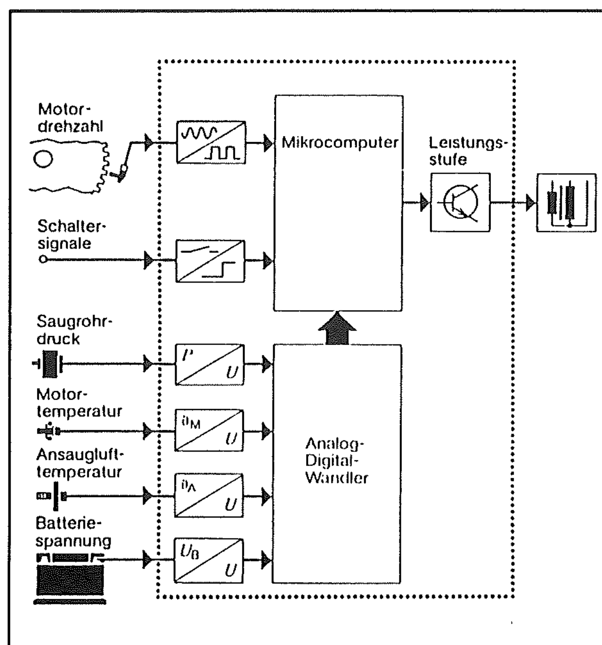
Figuur 6/6.3-43: Het blokschema van een eenvoudige transistorontsteking van de eerste generatie.

Bij de tweede generatie werd de elektromechanische triggering van de elektronica vervangen door een volledig contactloos systeem. Hiervoor werden hallschakelaars of kleine spoeltjes toegepast, die gestuurd werden door een of meerdere kleine permanente magneetjes, die op de nokkenas van de motor waren bevestigd. Het blokschema van een dergelijk systeem is getekend in figuur 6/6.3-44.



Figuur 6/6.3-44: Het blokschema van een tweede generatie elektronische ontsteking.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-45: Het blokschema van een elektronische ontsteking van de derde generatie.

De triggering van het systeem gebeurt via een elektromagnetische opnemer (A) die beïnvloed wordt door een rond draaiende permanente magneet. De inductiespanning wordt versterkt door de voorversterker (B) en nadien aan de pulsvormer (F) aangeboden. Deze levert het stuursignaal voor de schakeltrap (H). De stroomsensor (G) levert een stuursignaal voor de stroombegrenzende schakeling (D), die de contacthoek beïnvloedt en een stuursignaal genereert voor de automatische versterkingsregeling (C). Dank zij deze terugkoppeling wordt ervoor gezorgd dat de stroom door de primaire wikkeling van de ontsteekspoel niet te groot kan worden en dat de ontstekingshoek wordt aangepast aan het toerental, zodat steeds een krachtige vonk wordt geproduceerd.
Het blokschema van een hedendaagse elektronische ontsteking is getekend in figuur 6/6.3-45. Hart van het systeem is een kleine microprocessor, die via een analoog naar digitaal omzetter de analoge gegevens van sensoren inleest en evalueert. De specifieke karakteristiek van de motor wordt in het ROM-geheugen van het systeem opgeslagen. Deze gegevens worden gebruikt om onder alle mogelijke omstandigheden een zo optimaal mogelijk ontstekingstijdstip en ontsteekpuls te berekenen.
Alle ingangsgegevens, zoals:
- het toerental van de motor;
- de druk van het verbrandingsmengsel;
- de temperatuur van de motor;
- de temperatuur van de aangezogen lucht;
- de batterijspanning;

worden gemeten met analoge sensoren.

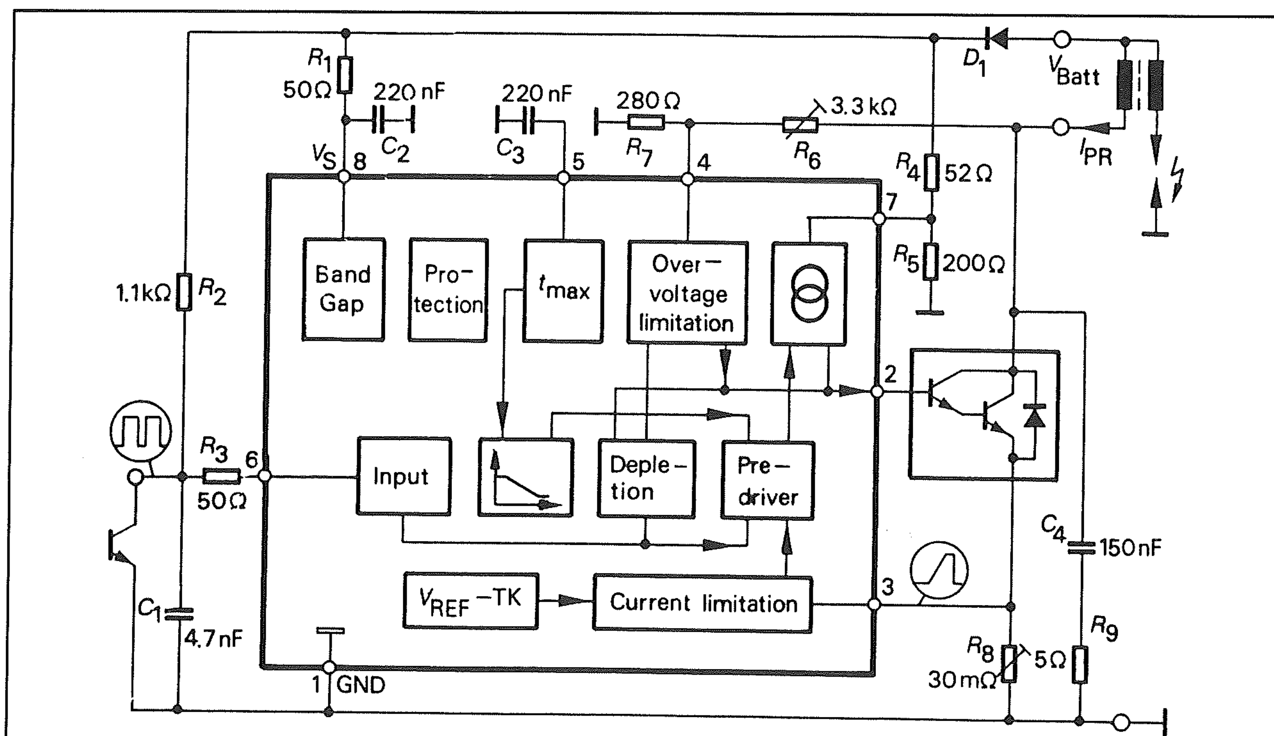
Zelfbouw?
De ontsteking is een van de belangrijkste systemen van een auto. De meeste moderne auto's zijn reeds fabrieksmatig voorzien van een elektronische ontsteking. Toch zullen er nog heel wat voertuigen rond rijden die met het traditionele systeem zijn uitgerust. Het is zonder meer duidelijk dat een elektronische ontsteking grote voordelen heeft en de prestaties van de motor, bijvoorbeeld het starten in de winter, heel duidelijk opkrikt. Het zou dus voor de hand liggen onmiddellijk aan de slag te gaan en zélf een elektronische schakeling te bouwen en onder de motorkap te monteren. Een elektronische ontsteking is echter een van de meest kritische schakelingen die er in de auto te vinden zijn. Aan de onderdelen worden extreem hoge eisen gesteld, als gevolg van de grote stromen, grote spanningen, snelle schakeltijden en hoge temperaturen die onder de motorkap heersen. Zelfbouw van een elektronische ontsteking wordt dan ook alleen aangeraden aan zeer ervaren doe-het-zelvers, die zeer

6.3 Automobiel-schakelingen

goed weten wat zij doen en ook goed weten dat een speciale transistor, die *f* 30,00 kost niets voor niets zo duur is en nooit of te nimmer vervangen mag worden door een ordinaire 2 N 3055, die "immers toch ook die spanningen en stromen kan verwerken". Gelukkig wordt de hobbyïst terzijde gestaan door de IC-industrie, die een heleboel speciale IC's op de markt heeft gebracht waarin een groot deel van de elektronica verzameld is. Er zijn zelfs zoveel IC's van zoveel fabrikanten op de markt, dat het noodzakelijk is een keuze te maken.

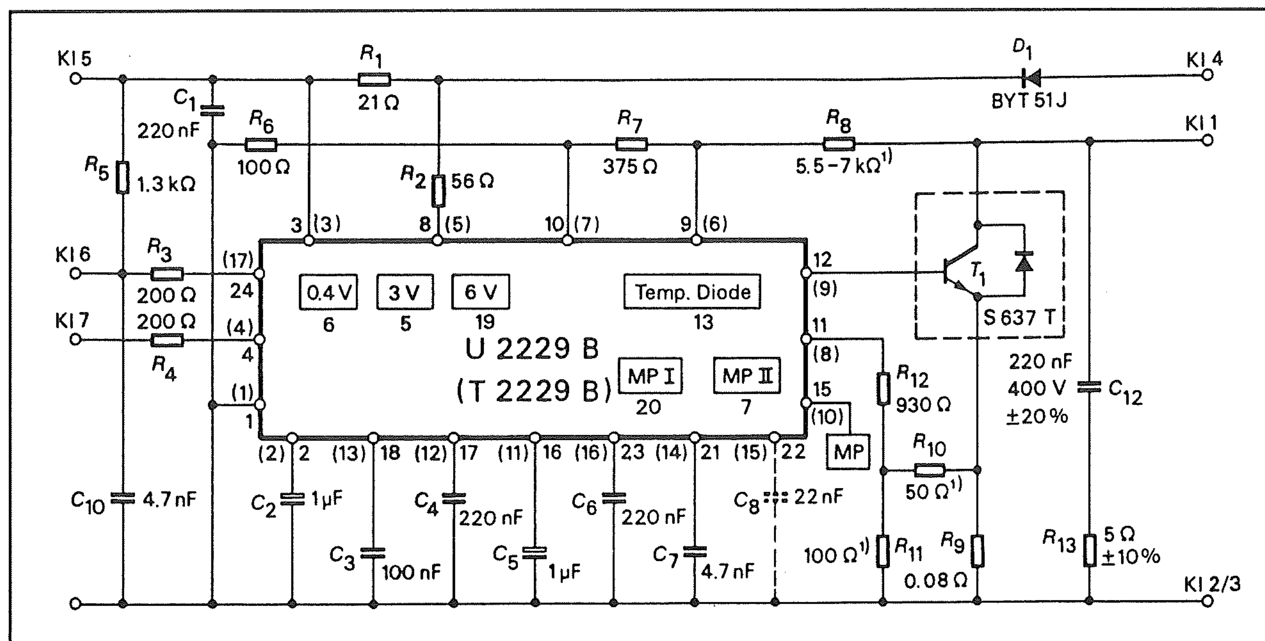
De U 2227B van Telefunken

De U 2227B wordt gestuurd vanuit een foto-transistor en zet het signaal van dit onderdeel om in pulsen, waarmee een externe darlington gestuurd kan worden. Deze darlington staat in serie met de primaire wikkeling van de ontsteekspoel. De schakeling werkt als temperatuur gecompenseerde stroombron. In serie met de primaire wikkeling wordt een kleine stroomsensor weerstand van ongeveer 30 mΩ opgenomen (R8 in het schema van figuur 6/6.3-46). Het interne regelsysteem zorgt ervoor dat de stroom door de wikkeling op een veilige waarde begrensd wordt en dat het systeem wordt uitgeschakeld als, om wat voor reden dan ook, een continue stroom door de bobine zou gaan vloeien. De ingangskring is voorzien van een Schmitt-trigger met vlottende drempels. Op deze manier worden offset-spanningen ten opzichte van de massa, die zouden kunnen ontstaan door kruipstromen in het chassis, gecompenseerd.
De U 2227B wordt geleverd in DIL-8 en de U 2227B-FP in SO-8 voor oppervlakte montage.
In figuur 6/6.3-46 worden het intern blokschema, de aansluitgegevens en de door Telefunken geadviseerde externe schakeling samengevat.



Figuur 6/6.3-46: Aansluitgegevens, intern blokschema en voorbeeld-schakeling rond de U 2227B.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-47: Aansluitgegevens en voorbeeld-schakeling rond de U 2229B.

De U 2229B van Telefunken

De U 2229B is een contactloze besturing voor de ontsteking, waarbij de ingang differentieel wordt gestuurd uit een magnetische hall-schakelaar met open-collector uitgang. De schakeling zet dit signaal om in een stuurpuls voor een externe darlington. Deze darlington staat in serie met de primaire wikkeling van de ontsteekspoel. De schakeling werkt als temperatuur gecompenseerde stroombron. In serie met de primaire wikkeling wordt een kleine stroomsensor weerstand van 0,08 Ω opgenomen. Het interne regelsysteem zorgt ervoor dat de stroom door de wikkeling op een veilige waarde begrensd wordt en dat het systeem wordt uitgeschakeld als, om wat voor reden dan ook, een continue stroom door de bobine zou gaan vloeien. De schakeling heeft een kortsluitvaste uitgang voor het aansturen van een toerenteller. De U 2229B wordt geleverd in een DIL-24 behuizing. Daarnaast is echter ook een speciale uitvoering onder codering T 2229B leverbaar. Dat is een "naakte chip", die uitermate geschikt is voor hybride-schakelingen waarbij alle onderdelen op een ceramische drager worden gelijmd en nadien met dunne gouddraadjes met elkaar verbonden. Uiteraard moet nadien het geheel worden ingegoten. In figuur 6/6.3-47 zijn de aansluitgegevens en de externe schakeling getekend. De aansluitnummers tussen haakjes gelden voor de T 2229B. De magnetische sensor wordt aangesloten tussen de klemmen Kl5, Kl6 en Kl7. De maximale stroom die door de primaire wikkeling van de bobine vloeit wordt ingesteld door de verhouding tussen de weerstanden R10 en R11. Op pen 15 staat de uitgangsspanning voor het aansturen van een toerenteller.

De CA 3165 van RCA

De CA 3165 van RCA is al een oud beestje, maar dat wil niet zeggen dat de schakeling niet meer bruikbaar zou zijn! Het ingangssignaal wordt nu geleverd door een LC-oscillator, zie het intern blokschema van figuur 6/6.3-48, waarvan de kwaliteitsfac-

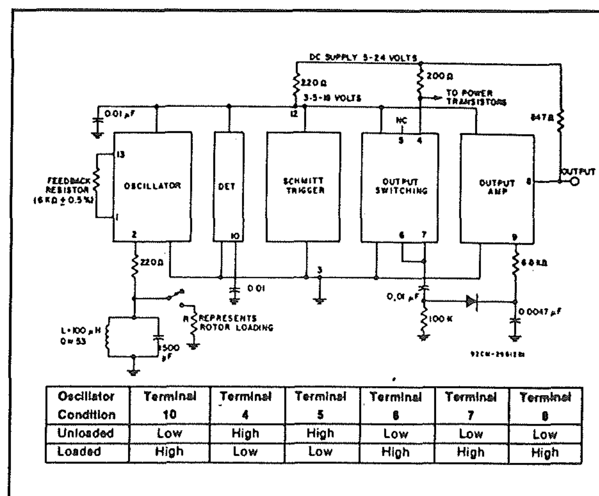
tor wordt beïnvloed door een op de as van de verdeler bevestigd tandwiel met één tand per cilinder. Als deze tanden in de buurt van de spoel komen zal de kwaliteitsfactor van de LC-kring dalen, waardoor de oscillator minder spanning zal afleveren. De amplitudeverandering van de oscillator wordt door een detector in het IC gedetecteerd en via een temperatuur-gecompenseerde Schmitt-trigger omgezet in een stroompuls waarmee een externe schakeltransistor wordt gestuurd. Zoals uit het intern blokschema, voorgesteld in figuur 6/6.3-48, blijkt bevat de schakeling twee eindtrappen, die OUT- en $\overline{\text{OUT}}$-signalen leveren. Het IC heeft voorzieningen tegen oversturing van de primaire wikkeling van de bobine. De CA 3165 is leverbaar in DIL-14 behuizing en kan gevoed worden met spanningen tussen +4,5 V en +24 V. De twee uitgangen kunnen maximaal 120 mA leveren. De oscillatorfrequentie moet afgeregeld worden op ongeveer 400 kHz.

De spoel en de condensator moeten zo berekend (of experimenteel bepaald) worden dat de oscillatorspanning in rust ongeveer 4,4 $V_{effectief}$ bedraagt en bij triggering ongeveer 0,6 $V_{effectief}$.

In figuur 6/6.3-49 is de standaard schakeling rond de CA 3165 getekend. De waarde van de terugkoppelweerstand Rf is afhankelijk van de geometrie van het tandwiel op de as van de verdeler en van de plaats van de spoel ten opzichte van het tandwiel. De vonk ontstaat op het moment dat uitgang 4 van "H" naar "L" schakelt. De maximale stroom door de primaire wikkeling van de bobine wordt ingesteld met weerstand R11.

De MC 3333 van Motorola

De MC 3333, een stokoude elektronische ontsteking van Motorola, levert op commando van het signaaltje dat door een pick-up spoeltje wordt geleverd, een in grootte gestabiliseerde stroom aan de primaire wikkeling van de bobine. Dat spoeltje wordt uiteraard gestuurd door een permanent magneetje dat rond draait met de as van de verdeler. De bobinestroom wordt weer geleverd door een externe darlington. De schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +4 V en +24 V. Dank zij de gestabiliseerde uitgangsstroom zal de stroom door de bobine ook bij extreem lage accuspanningen op de juiste waarde gehandhaafd blijven, zodat men onder alle omstandigheden verzekerd is van goede vonken. De energie die door de vonk wordt geleverd is programmeerbaar.

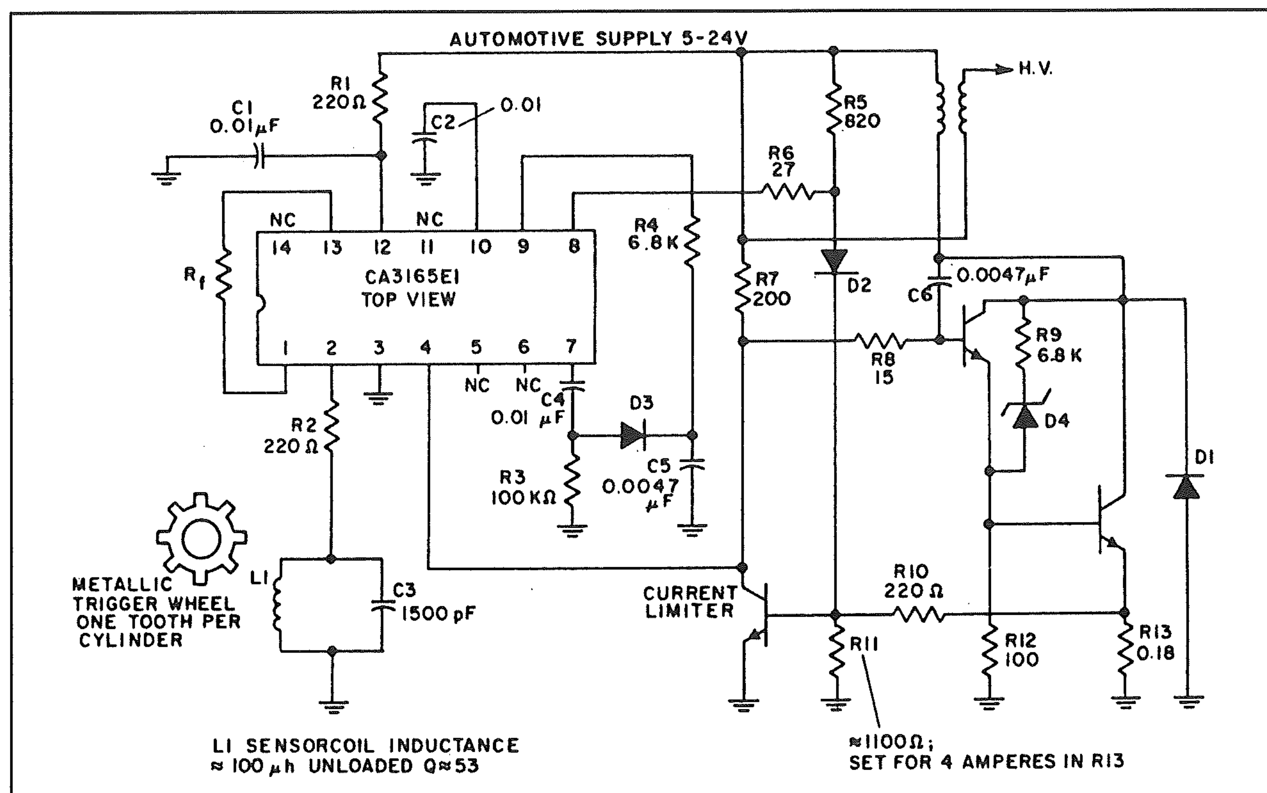


Oscillator Condition	Terminal 10	Terminal 4	Terminal 5	Terminal 6	Terminal 7	Terminal 8
Unloaded	Low	High	High	Low	Low	Low
Loaded	High	Low	Low	High	High	High

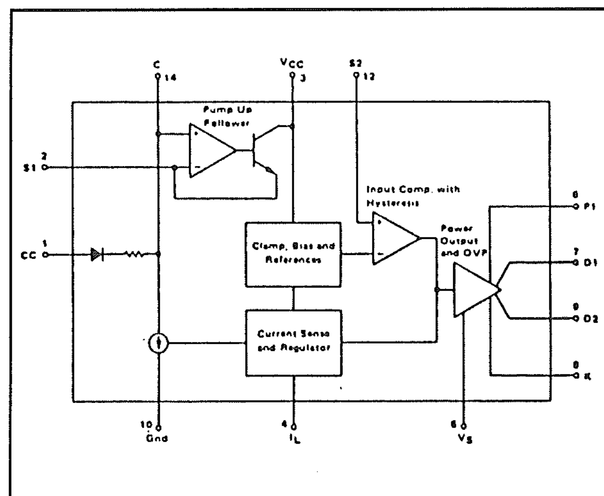
Figuur 6/6.3-48: Intern blokschema van de CA 3165.

De uitgang op pen 8 kan een stroom van maximaal 1,3 A leveren. De schakeling is leverbaar in DIL-14 behuizing. Het intern blokschema en de aansluitgegevens zijn samengevat in figuur 6/6.3-50. Daarnaast is dezelfde schakeling ook nog leverbaar onder codering MCCF 3333.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-49: Een typische applicatie rond de CA 3165 van RCA.

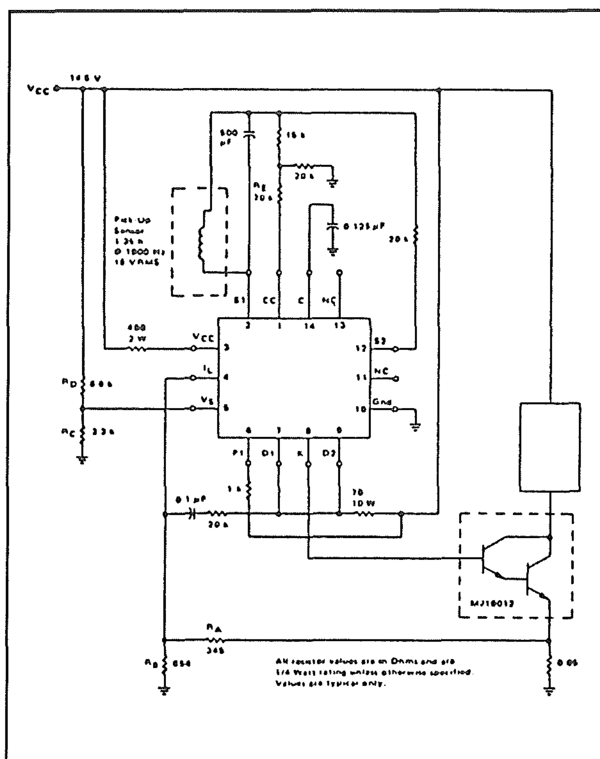


Figuur 6/6.3-50: De aansluitgegevens en het intern blokschema van de MC 3333 van Motorola.

Deze uitvoering bestaat uit de niet in een behuizing ingegoten chip, die door fabrikanten gebruikt kan worden bij het fabriceren van hybride-schakelingen. Uiteraard is deze versie volledig onbruikbaar voor zelfbouw, maar de kans bestaat dat men deze chip aantreft in oude Amerikaanse elektronische ontstekingen die men op de sloop voor een prikje kan kopen.

In figuur 6/6.3-51 is de standaard schakeling rond de MC 3333 getekend. De verhouding tussen de weerstanden Ra en Rb bepaalt de stroom die door de primaire wikkeling van de bobine wordt gestuurd. De som van beide weerstanden moet ongeveer gelijk zijn aan 1 kΩ. De verhouding van de weerstanden Rc en Rd bepaalt de overspanningsbeveiliging van het systeem. Hun somwaarde moet gelijk zijn aan 10 kΩ. De primaire wikkeling van de bobine moet een impedantie van 0,43 Ω hebben bij een zelfinductie van ongeveer 8 mH.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-51: Voorbeeld-schakeling met de MC 3333 van Motorola.

De MC 3334 van Motorola

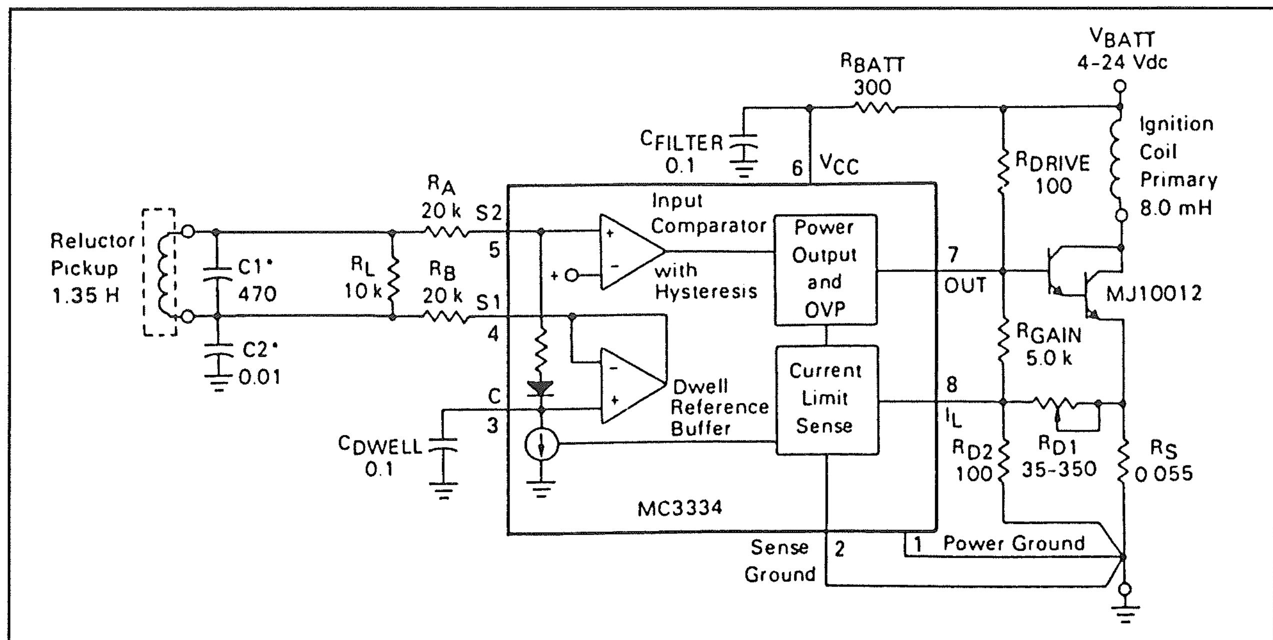
De MC 3334 is een schakeling, waarmee met een minimum aan externe onderdelen een volledig elektronisch geregelde ontsteking kan ontworpen worden. De MC 3334 ontvangt zijn ingangssignaal van een klein spoeltje waarin een rond draaiend permanent magneetje een inductiespanning genereert. De uitgang levert via een externe darlington een in grootte gestabiliseerde stroom aan de primaire wikkeling van de ontsteek-bobine. De schakeling kan gevoed worden uit een spanning tussen +4 V en +24 V. Ook deze Motorola-schakeling levert een constante uitgangsstroom, zodat men ook bij extreem lage accuspanningen verzekerd is van goede vonken. De energie die door de vonk wordt geleverd is programmeerbaar. Het ontsteekmoment is door middel van één externe condensator te programmeren. De schakeling heeft een ingebouwde protectie tegen te hoge spanningen, die in werking treedt bij 30 V. Het IC gaat dan naar een zogenoemde "quit mode", waarbij geen uitgangssignaal wordt gegenereerd. De MC 3334 levert een maximale uitgangsstroom van 300 mA, waarbij de verzadigingsspanning op de uitgang niet groter wordt dan 540 mV. Het IC is als P-type leverbaar in DIL-8. Er bestaat echter ook een MCC 3334 uitvoering, die als niet ingekapselde chip door het leven moet. De MCCF 334 is een zogenoemde "flip chip" uitvoering, waarbij de chip gemonteerd is op een ceramische drager. De aansluitpuntjes bestaan uit zogenoemde "bumps", kleine metalen vlakjes waaraan zeer dunne draadjes kunnen worden gepuntlast.

In figuur 6/6.3-52 is de standaard schakeling rond de MC 3334P getekend. De weerstand R_{D1} bepaalt de maximale waarde van de stroom door de primaire wikkeling van de bobine. De eigenlijke voedingsspanning op pen 6 van het IC is ongeveer 1,5 V lager dan de accuspanning. De met een *) aangegeven onderdelen zijn niet strikt noodzakelijk, maar verbeteren de stabiliteit van de schakeling en beschermen de ingang tegen transiënten.

De SH 424x-serie van Fairchild

Fairchild levert in totaal zes hybrideschakelingen, die de volledige schakeling voor het sturen van de bobine bevatten. De hybrides worden in principe op bestelling van Amerikaanse autofabrikanten in grote series geleverd in door de opdrachtgever voorgeschreven behuizingen en zijn voorzien van faston-connectoren, zodat inbouw onder de motorkap zeer eenvoudig is. De hybrides hebben drie tot zes aansluitingen.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-52: Intern blokschema, aansluitgegevens en voorbeeld-schakeling van de MC 3334P.

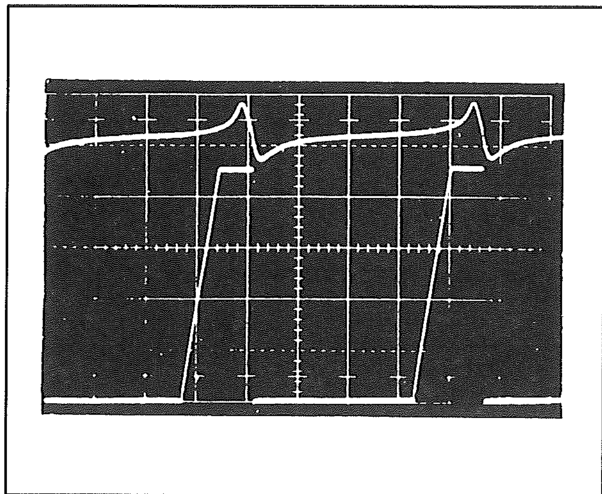
Een en ander is afhankelijk van de manier waarop de schakelingen getriggerd worden. Alle hybrides kunnen bobines met een primaire wikkeling met een zeer lage impedantie aansturen. De primaire stroom kan worden afgeregeld op een waarde tussen 2 A en 7 A.

De stroom wordt door een terugkoppelsysteem gestabiliseerd op de ingestelde waarde. Het probleem van de daarmee samenhangende grote vermogensdissipatie wordt opgelost door de pulsbreedte aan te passen aan het aantal omwentelingen van de motor. Sommige hybrides hebben ingebouwde zenerdioden over de uitgang, die de uitgangstrap beveiligen tegen de grote TEMK van de bobine. De schakelingen die deze voorziening niet hebben ingebouwd, moeten extern beschermd worden tegen (piek)spanningen die groter zijn dan 380 V. Alle hybrides kunnen gevoed worden uit spanningen tussen +4 V en +24 V. Het zal wel duidelijk zijn dat dit grote spanningsbereik er garant voor staat dat zelfs onder de slechts denkbare accuconditie goede vonken ontstaan.

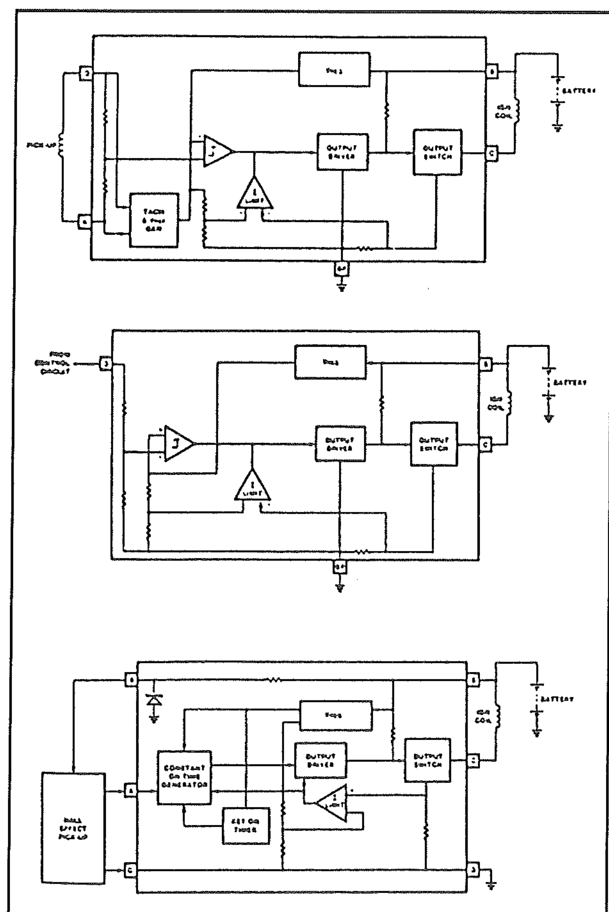
De vijf leverbare hybrides van de SH 424x-familie onderscheiden zich onderling op de onderstaande punten:

- SH 4240
  Heeft een ingang die gestuurd moet worden uit een pick-up spoeltje waarin een inductiespanning ontstaat door een rond draaiende permanente magneet. De externe spoel moet minimaal een spanning van 700 $mV_{effectief}$ genereren. De relatie tussen de geïnduceerde spanning in de spoel en de stroom door de primaire wikkeling van de bobine is getekend in figuur 6/6.3-53.
- SH 4241
  Idem, maar de uitgangstrap is voorzien van een ingebouwde zenerdiode als bescherming tegen de grote TEMK van de primaire wikkeling van de bobine.
- SH 4242
  Deze hybride moet gestuurd worden met een digitaal signaal tussen +3 V en +24 V.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-53: Het verband tussen de ingangsspanning en de uitgangsstroom bij de SH 4240 en SH 4241.



Figuur 6/6.3-54: De interne blokschema's van de hybrides van de reeks SH 424x van Fairchild.

Er zijn geen schakelingen aanwezig die de uitgangspulsbreedte aanpassen aan het toerental van de motor. Deze voorzieningen moeten dus opgenomen worden in de digitale stuurschakeling.

- SH 4243
  Idem, maar met TEMK-beveiliging in de uitgang.
- SH 4244
  Deze schakeling moet gestuurd worden vanuit een magnetische hallsensor. De sensor moet geactiveerd worden door een of meerdere permanente magneetjes, die zijn aangebracht op een schijf die gekoppeld is aan de as van de verdeler. De schakeling genereert de voedingsspanning voor de sensor.
- SH 4245
  Idem, maar nu weer met TEMK-beveiliging ingebouwd.

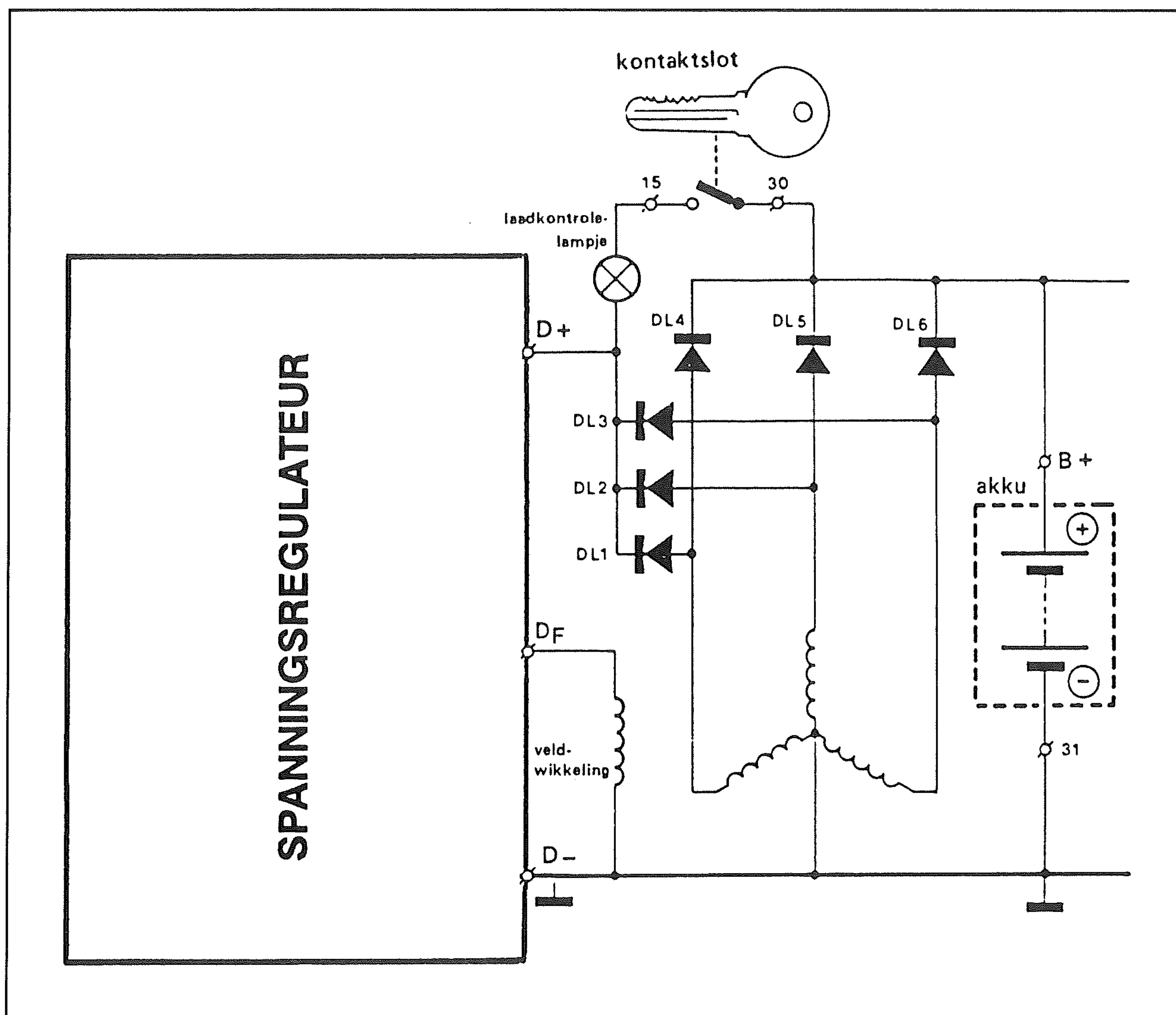
In figuur 6/6.3-54 zijn de blokschema's van de zes schakelingen getekend, met van boven naar onder SH 4240/41, SH 4242/43 en SH 4344/45.

IC's voor het elektrische circuit

Inleiding

Het elektrische circuit van een auto bestaat uit de accu, de generator en de spanningsregulateur. Die drie onderdelen moeten er voor zorgen dat de boordspanning onder de meest uiteenlopende omstandigheden tamelijk constant blijft rond 13,5 V.
Het blokschema van het elektrisch circuit is getekend in figuur 6/6.3-55. De generator of dynamo is een wisselspanningsgenerator met drie rotorwikkelingen.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-55: Het blokschema van het elektrische circuit van een auto.

Deze wikkelingen draaien rond in het magnetisch veld dat wordt gegenereerd door de gelijkstroom die door de zogenoemde "veldwikkeling" vloeit. Hoe groter de gelijkstroom door de veldwikkeling, hoe groter het magnetisch veld en hoe meer wisselspanning er in de rotorwikkelingen wordt opgewekt. Op deze manier kan men de uitgangsspanning van de dynamo dus regelen. De drie rotorwikkelingen hebben gemeenschappelijke aansluitingen, die naar het chassis gaan. De drie vrije aansluitingen van deze wikkelingen gaan via drie zware dioden DL4, DL5 en DL6 naar de positieve pool van de accu. De dioden zorgen ervoor dat de gegenereerde wisselspanningen worden omgezet in gelijkspanningen, die de laadstromen voor de accu leveren. Dezelfde aansluitingen zijn via drie kleinere dioden DL1, DL2 en DL3 verbonden met de ingangsklem D+ van de regulateur. Deze klem is zowel de voedingsaansluiting voor de regulateur als de ingang waarmee de schakeling de grootte van de accuspanning kan bepalen. Het zal immers duidelijk zijn

dat de maximale positieve spanning op punt D+ precies gelijk is aan de gelijkspanning over de accu. Over de geleidende dioden valt immers een geleidingsspanning van ongeveer 0,65 V. De anoden van de dioden staan dus op een spanning die 0,65 V hoger is dan de accuspanning. De kathoden van de dioden DL1 tot en met DL3 kunnen dus niet positiever worden dan de gelijkspanning over de accu. Deze spanning wordt in de regulateur vergeleken met een referentiespanning. De regulateur stuurt aan de hand van deze vergelijking via de uitgang D_F een regelbare gelijkstroom door de veldwikkeling van de dynamo. Het controlelampje op het dashboard wordt aangesloten tussen de positieve pool van de accu en de voedingsaansluiting van de regulateur. Als er om de een of andere reden een groot spanningsverschil ontstaat tussen beide punten zal het lampje gaan branden. Het zal, na de bespreking van de werking van het systeem, wel duidelijk zijn dat er dan iets mis is!

Veel werk aan de winkel!

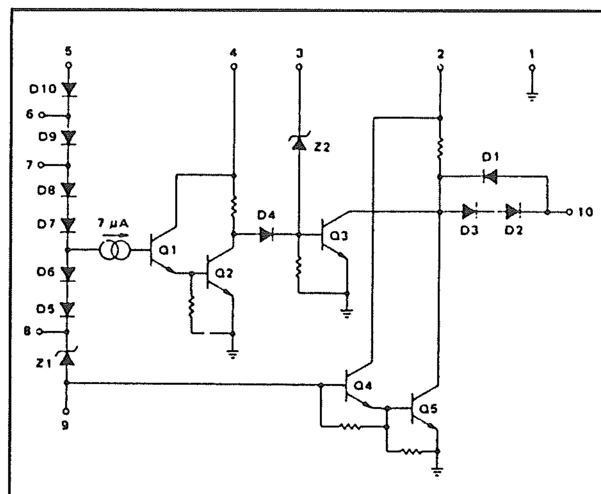
Het elektrisch circuit van een auto is een gebied waar erg veel elektronisch te regelen en te meten valt. Op de eerste plaats kan de oude elektromechanisch werkende regulateur vervangen worden door een mooie elektronische regelschakeling. Vervolgens kan men een schakeling ontwikkelen, die de spanning over de accu meet en op de een of andere manier op het dashboard aangeeft. Tot slot kan men natuurlijk nog een schakeling verzinnen waarmee de accu af en toe eens extra opgeladen kan worden. Voor al deze toepassingen heeft de IC-industrie speciale schakelingen verzonnen. Schakelingen waarmee men de accuspanning kan meten zijn er uiteraard te kust en te keur. In hoofdstuk 6/6.9 zijn tal van LED-drivers besproken, waarmee men de accuspanning op een thermometer schaaltje zichtbaar kan maken.

De MC 3325, een elektronische regulateur

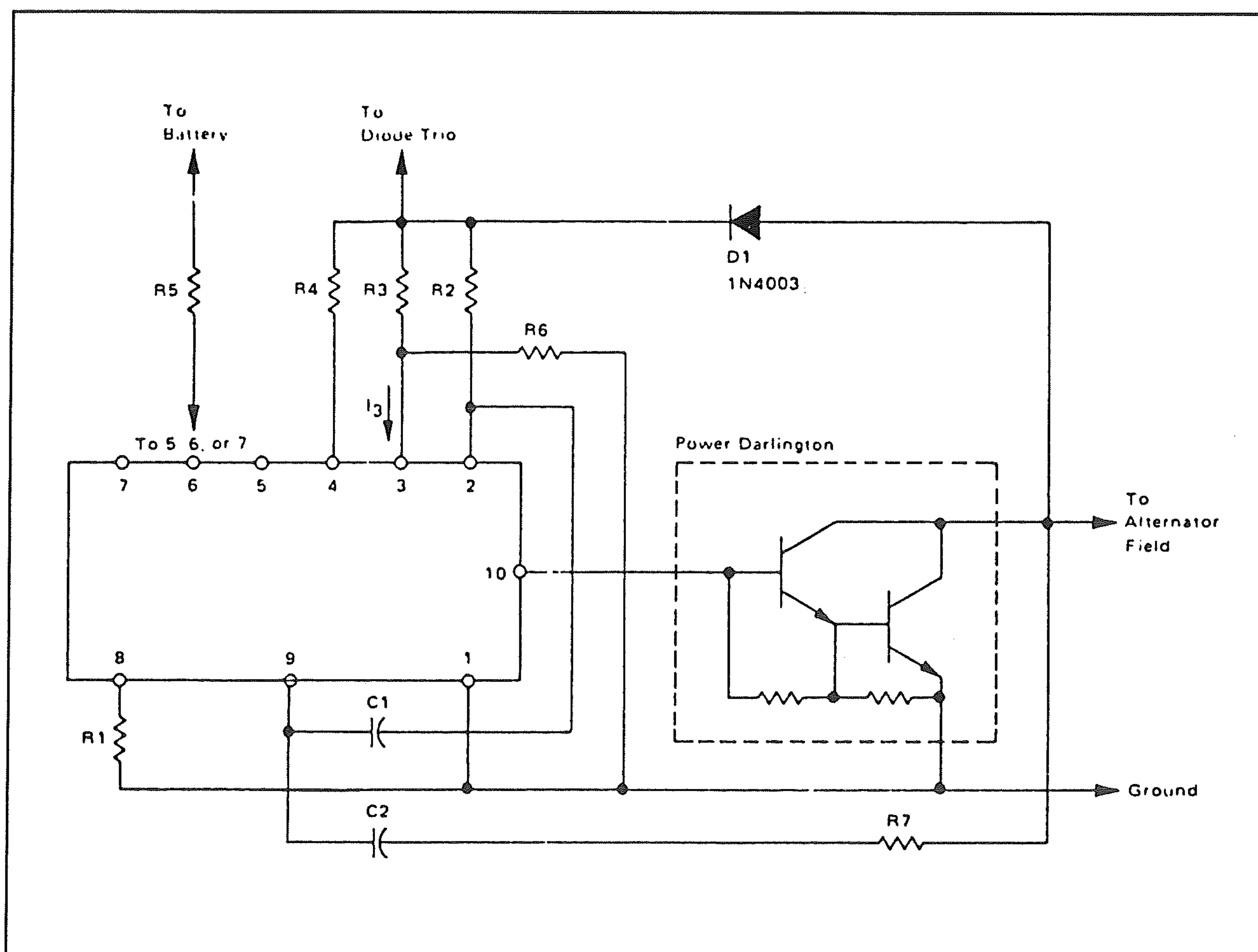
De MC 3325 van Motorola is een volledig elektronische vervanger voor de traditionele regulateur. De schakeling vergelijkt de accuspanning met een ingebouwde referentiespanning en stuurt een externe darlington, die de stroom door de veldwikkeling regelt. Het IC beschermt de accu tegen overlading, waarbij rekening wordt gehouden met de typische temperatuurskarakteristieken van een accu. Vandaar dat de interne referentiespanning op verschillende waarden is in te stellen. De schakeling stopt automatisch het laadproces als om de een of andere reden geen accuspanning wordt gedetecteerd. De uitgang op pen 10 kan 50 mA leveren. Zoals uit het intern schema van figuur 6/6.3-56 blijkt, bestaat het referentiecircuit uit de serieschakeling van een zenerdiode Z1 en zes silicium dioden D5 tot en met D10. Door nu dit circuit te voeden via een van de pennen 5, 6 of 7 kan men de waarde van de interne referentie aanpassen aan de karakteristieken van de accu. In figuur 6/6.3-57 is de standaardschakeling rond de MC 3325 getekend. De waarde van de weerstand R1 moet worden aangepast aan de temperatuurskarakterieken van de toegepaste accu. Hoe lager de temperatuurscoëfficiënt, hoe lager de waarde van de weerstand. De waarde van de weerstand R5 en de pen waarop deze wordt aangesloten stelt de interne referentiespanning van het IC vast. Ook deze waarde moet aangepast worden aan de temperatuurscoëfficiënt van de accu. Hierbij moet men rekening

6.3 Automobiel-schakelingen

houden met de temperatuurscoëfficiënt van de dioden in de schakeling.
Bij een door R1 ingestelde diodestroom van 1 mA bedraagt deze voor de Si-dioden ongeveer -2,0 mV/°C en voor de zenerdiode +3,0 mV/°C. De totale temperatuurscoëfficiënt kan worden ingesteld tussen -9,0 mV/°C en -13 mV/°C. De weerstanden R3 en R4 zorgen voor stroombegrenzingen. De waarde van de weerstand R2 bepaalt de maximale stroom die aan de externe darlington geleverd kan worden. De weerstand R6 bepaalt, samen met R3, de maximale spanning die over de accu kan worden toegelaten.



Figuur 6/6.3-56: Het intern schema van de MC 3325.

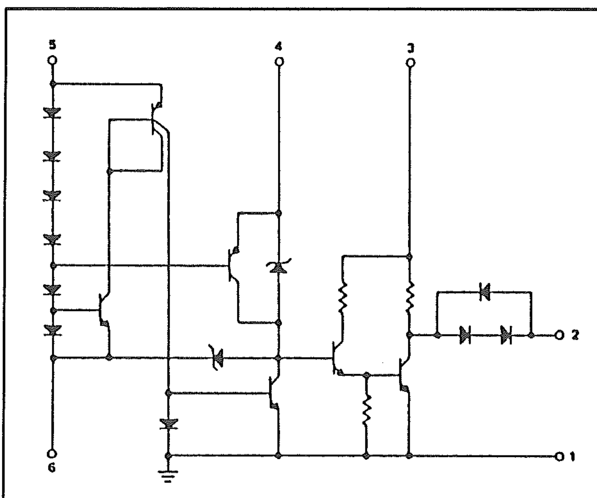


Figuur 6/6.3-57: De voorgeschreven schakeling rond de MC 3325 van Motorola.

6.3 Automobiel-schakelingen

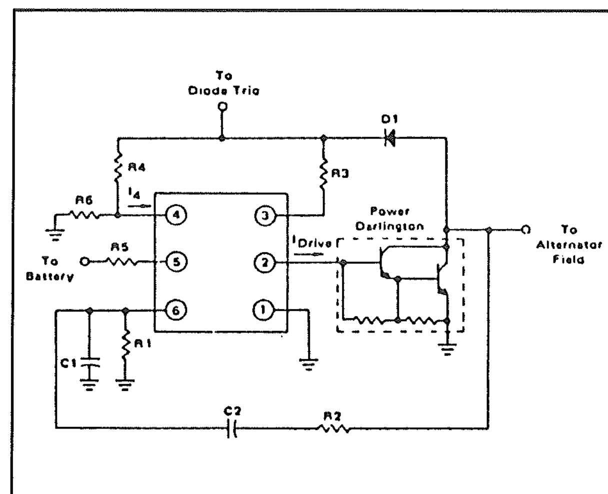
De MCCF 3326, een elektronische regulateur

De MCCF 3326 van Motorola is een niet-ingekapselde chip die de volledige elektronische regeling voor de veldwikkeling van de dynamo bevat. De schakeling wordt door grote bedrijven toegepast in hybride regulateurs. Het IC stuurt een externe darlington, die geschakeld wordt tussen de accu en de generator van het voertuig. Het IC beschermt de accu tegen overlading, waarbij rekening wordt gehouden met de typische temperatuurskarakteristieken van een accu. De schakeling stopt automatisch het laadproces als om de een of andere reden geen accuspanning wordt gedetecteerd. De uitgang op pen 2 kan een maximale stroom van 50 mA leveren. Het intern schema van dit IC is getekend in figuur 6/6.3-58, de door Motorola voorgeschreven externe schakeling in figuur 6/6.3-59.



Figuur 6/6.3-58: Intern schema van de MCCF 3326.

De waarde van de weerstand R1 moet worden aangepast aan de temperatuurskarakterieken van de toegepaste accu. Hoe lager de temperatuurscoëfficiënt, hoe lager de waarde van de weerstand. De weerstandswaarde moet zo gekozen worden dat de stroom door de diode-keten tussen 0,5 mA en 1,0 mA ligt. De waarde van de weerstand R5 stelt de interne referentiespanning van het IC vast. De weerstand R4 zorgt voor stroombegrenzing. De waarde van de weerstand R3 bepaalt de maximale stroom die aan de externe darlington geleverd kan worden. De weerstand R6 bepaalt, samen met R4, de maximale spanning die over de accu kan worden toegelaten.



Figuur 6/6.3-59: Aanbevolen schakeling rond de MCCF 3326.

De UC 3906, een intelligente laadprocessor

"Domme" elektronische acculaders zijn er te kust en te keur. De meeste van die schakelingen houden weinig rekening met de aardgebonden gevoeligheden van de accu. Vaak stuurt men maar een grote stroom naar de accu en is het gevolg dat accu's volledig worden overladen of zelfs half droog koken tijdens het laden. Tegenwoordig zijn er echter ook "intelligente" laadprocessoren in de handel, die een loodaccu op een heel ingewikkelde manier laden, maar daarbij wel alle regels in

6.3 Automobiel-schakelingen

acht nemen die in feite bij het laden in acht genomen moeten worden en die de levensduur van de accu ten goede komen. Een van die intelligente laadprocessoren is de UC 3906 van Unitrode. Met dit IC kan men op een heel eenvoudige manier een lader samenstellen, waarmee men bijvoorbeeld een reserve-accu in optimale conditie kan bewaren. Het IC laadt volledig ontladen accu's op de gebruikelijke manier op met een maximale stroom die gelijk is aan één tiende van de capaciteit. Als de accu echter vol geladen is, schakelt het IC om naar laden met een constante spanning. Men kan die spanning instellen op de einde lading spanning van de accu, zodat de accu steeds volledig op topspanning wordt gehouden.
De UC 3906 is een schakeling waarmee het laden van lood/zwavelzuur accumulatoren volledig gecontroleerd kan worden. Zowel de spanning als de stroom van het laadproces worden geregeld in een vijf fase cyclus:

- proeflading om de conditie van de accu vast te stellen;
- laden met hoge stroom;
- gecontroleerde overlading met hoge stroom;
- bijlading met constante spanning;
- gecontroleerde bijlading bij geconstateerde ontlading met een kleine houdstroom (druppel lading), zodat de maximale capaciteit van de accu gehandhaafd blijft.

De schakeling houdt rekening met de typische temperatuurskarakteristieken van een lood-accu. Het IC levert een uitgangsstroom van maximaal 25 mA, waarmee een externe serie-transistor of -darlington aangestuurd kan worden. Vijf ingebouwde comparatoren houden de toestand van de accu, zowel wat betreft spanning als stroom, volledig onder controle. De ingebouwde logica trekt uit de uitgangssignalen van deze comparatoren de noodzakelijke conclusies voor het op de juiste manier sturen van de serie-transistor. De schakeling heeft drie alarm-uitgangen met open collectoren op de pennen 7, 9 en 10, die geactiveerd worden als de laadspanning onder een bepaalde drempel daalt of als de schakeling in de gecontroleerde overlading mode werkt. Deze uitgangen kunnen belast worden met 5 mA, waarbij de verzadigingsspanning oploopt tot ongeveer 0,45 V. De schakeling heeft voorzieningen waarmee de kortsluiting van een of meerdere accu-cellen gedetecteerd kan worden.
De UC 3906 moet gevoed worden uit een spanning tussen +10 V en +40 V. De schakeling verbruikt slechts 2,7 mA eigen stroom. In figuur 6/6.3-60 zijn de aansluitgegevens en het intern blokschema van deze schakeling samengevat. In figuur 6/6.3-61 is de standaard-schakeling rond de UC 3906 getekend. De werking wordt besproken aan de hand van de timingkarakteristiek van figuur 6/6.3-62. De "TRICKLE BIAS"-uitgang op pen 11 wordt in dit voorbeeld gebruikt om het laadproces in te zetten met een lage onderhoudstroom. Dit heeft als voordeel dat de laadstroom niet met een te grote waarde start als een van de cellen kortgesloten zou zijn. Het spanningsverschil over de serie-transistor zou dan zeer groot worden, waardoor dit element zou kunnen sneuvelen door een te hoge dissipatie. De onderhoudstroom gaat over in een maximale laadstroom als de spanning over de accu een bepaalde waarde heeft bereikt.
Een volledig laadproces bevat de onderstaande stappen:

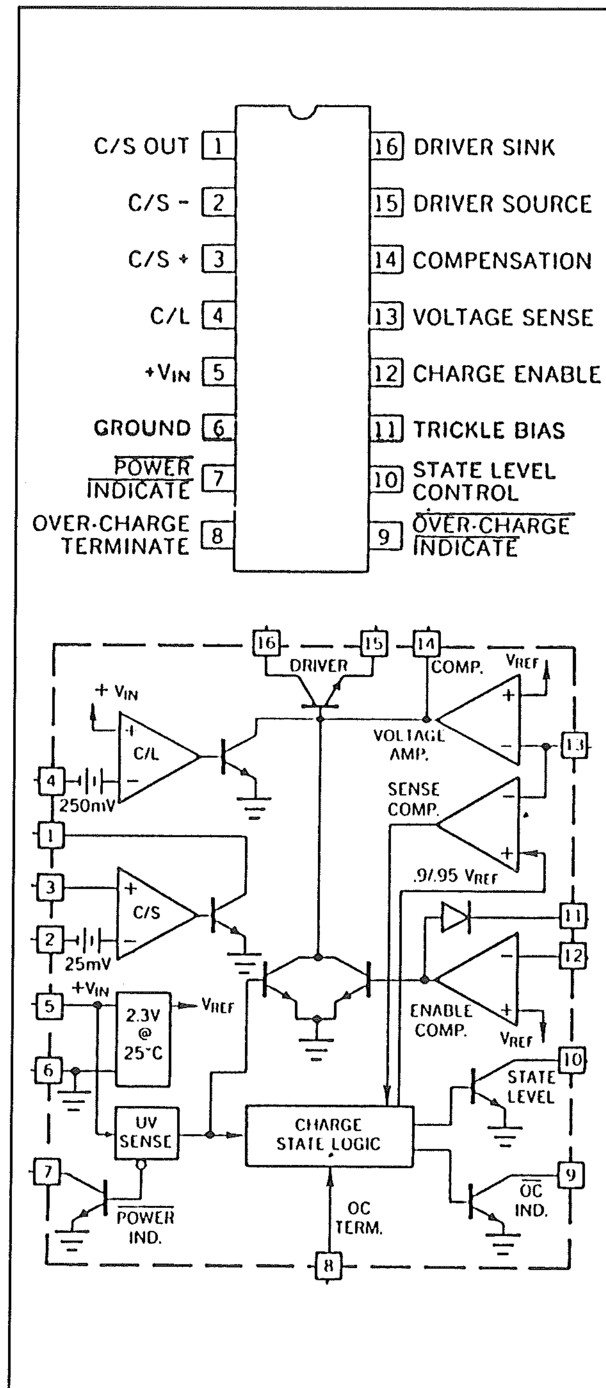
- Laadcyclus A-B
  Door de "TRICKLE BIAS" wordt de laadstroom begrensd tot een zeer lage

6.3 Automobiel-schakelingen

waarde I_T. Als op punt B blijkt dat de accuspanning tot een normale waarde is gestegen wordt overgeschakeld cyclus B-C.

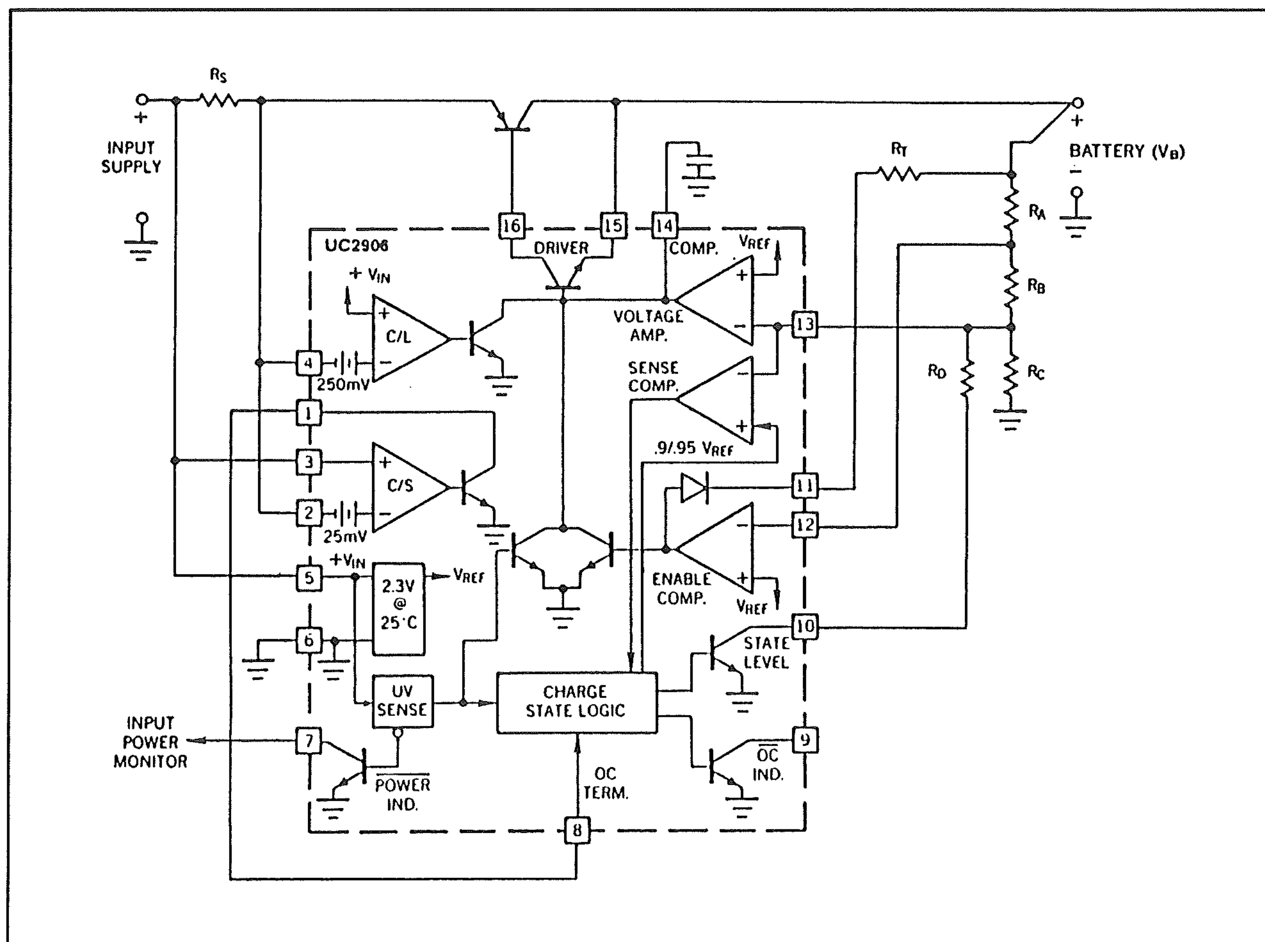
- Laadcyclus B-C
  Nu wordt met de maximale laadstroom I_{MAX} geladen. De waarde van deze stroom is afhankelijk van de waarde van de stroomsensor weerstand R_S. Bij punt C is de accuspanning gestegen tot de volle capaciteitswaarde.
- Laadcyclus C-D
  De accu wordt nu even overladen met nog steeds de maximale stroom. De uitgang "OVER CHARGE" wordt naar "L" gestuurd, zodat de op deze uitgang aangesloten indicator gaat branden.
- Laadcyclus D-E
  De accu wordt nu niet meer met een constante stroom geladen, maar met een constante spanning. Op deze manier wordt ervoor gezorgd dat de accuspanning gelijk blijft aan de maximale laadspanning.
- Ontlaadcyclus E-F
  De accu wordt nu ontladen. In punt F is de accuspanning tot onder een bepaalde waarde gedaald. In deze fase wordt de accu geladen volgens het druppel-procédé, waardoor de ontlading wordt gecompenseerd.
- Ontlaadcyclus F-G
  De accu wordt nog steeds druppel geladen. Op tijdstip G is de spanning over de accu tot een dusdanige waarde gedaald, dat het IC weer in "STATE 1" wordt geschakeld. De lading wordt hervat met de maximale stroom I_{MAX}.

In figuur 6/6.3-63 is een praktische schakeling rond de UC 3906 getekend. Door gebruik te maken van 1 % weerstanden in de comparatorkringen kan men er voor zorgen dat de accu op een spanning van precies 14,9 V wordt gehouden, de einde lading spanning van een loodaccu. De waarde van de weerstand R8 bepaalt de maximale stroom waarmee wordt geladen.

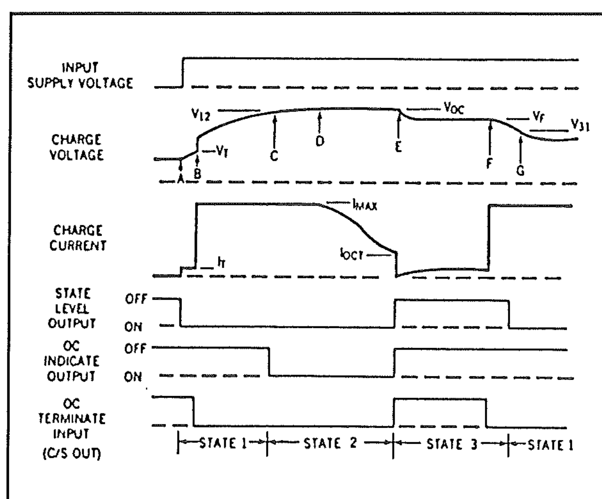


Figuur 6/6.3-60: Aansluitgegevens en intern blokschema van de UC 3906.

6.3 Automobiel-schakelingen



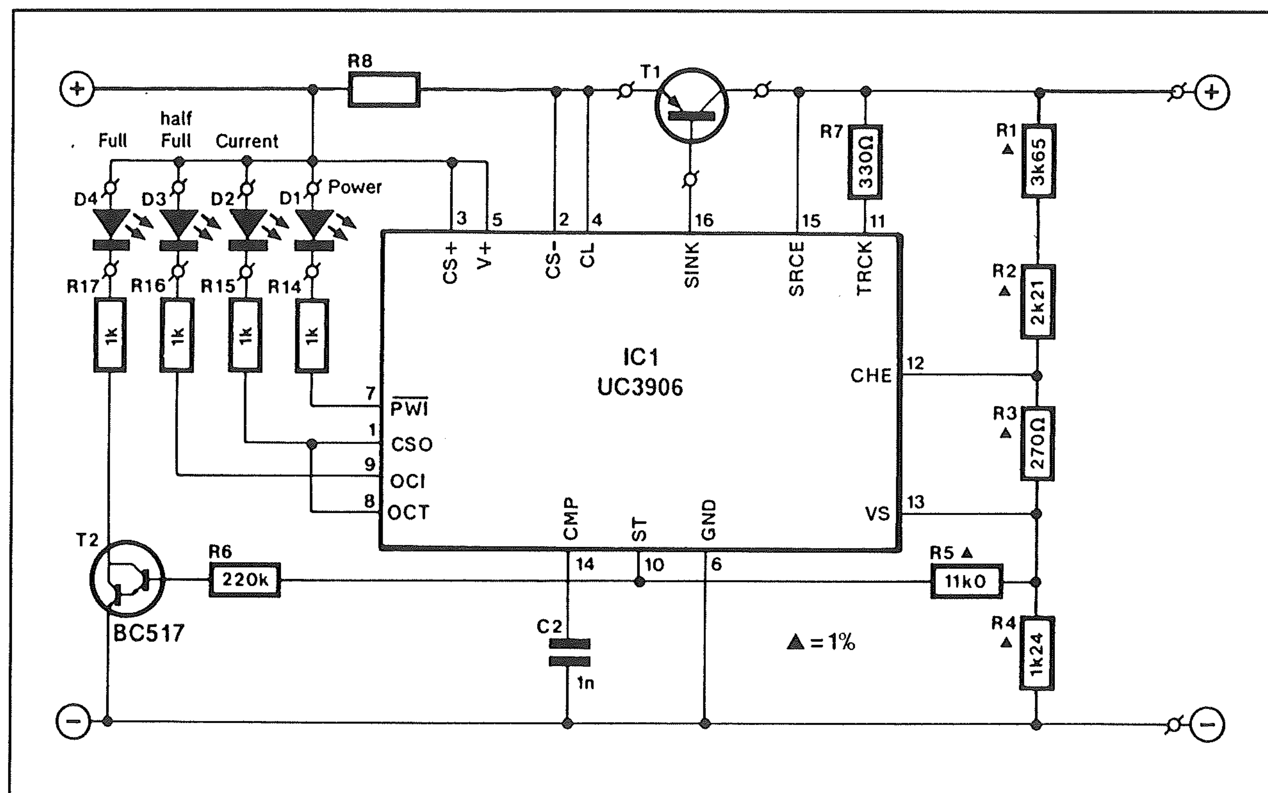
Figuur 6/6.3-61: Het principeschema rond de UC 3906.



Figuur 6/6.3-62: De timing-karakteristiek van de UC 3906.

Deze moet men instellen op 1/10 van de capaciteit van de accu. Een accu van 40 Ah moet dus worden geladen met een maximale stroom van 4 A. De stroom wordt gegeven door de formule I_{max}=0,25 V/R_S en natuurlijk moet men ook het vermogen van de weerstand aanpassen aan de stroom. Voor T1 moet men een transistor selecteren die zonder problemen in staat is de ingestelde maximale stroom te verwerken. Uiteraard moet deze halfgeleider grondig gekoeld worden.
De LED D1 gaat branden als de schakeling met de voedingsspanning verbonden wordt.

6.3 Automobiel-schakelingen



Figuur 6/6.3-63: Een praktisch schema rond de UC 3906, waarmee een accu op een spanning van 14,9 V wordt gehouden.

De LED D2 geeft aan dat ofwel met constante stroom ofwel met constante spanning geladen wordt. Deze LED dooft als het systeem omschakelt naar druppel laden. De LED D3 brandt bij het doorladen met stroom of spanning. De LED D4 gaat aan als er druppel geladen wordt.

6/6.5
Emmertjes-geheugens

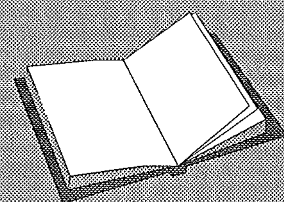
Werking en principe

Wat is een emmertjes-geheugen?
Emmertjes-geheugens, officieel analoge vertragingslijnen genoemd, zijn schakelingen die tot de groep "ladingstransportschakelingen" behoren. Bij dit soort schakelingen worden elektrische ingangsspanningen onder de vorm van elektrische ladingen opgeslagen in kleine condensatoren. Door met deze lading te manipuleren kan men verschillende soorten signaalbewerkingen, zoals vertraging of filtering, uitvoeren. Nadien worden de ladingen weer omgezet in elektrische uitgangsspanningen.
Bij emmertjes-geheugens worden deze technieken toegepast om analoge signalen op een analoge manier in de tijd te vertragen. Een analoog signaal dat op een tijd t1 op de ingang verschijnt zal op een tijd t1 + Δt aan de uitgang verschijnen. De vertragingstijd Δt is instelbaar en wordt bepaald door de frequentie van een bepaald kloksignaal.

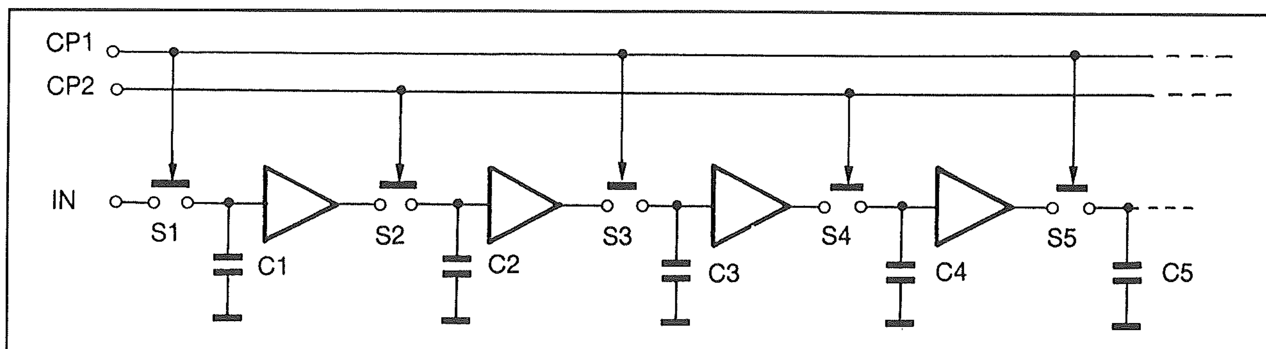
Toepassingen
Het zal duidelijk zijn dat analoge vertragingslijnen, hoewel volstrekt verouderd, toch tal van nuttige toepassingen hebben. Met emmertjes-geheugens kan men geluidssignalen op een heel eenvoudige manier vertragen, waardoor echo- en nagalmeffecten kunnen worden gegenereerd. Hoewel dergelijke schakelingen tegenwoordig volledig digitaal kunnen worden uitgewerkt, zijn digitale schakelingen veel omvangrijker, terwijl het niet per definitie zo is, dat de kwaliteit van de digitale schakelingen beter is dan deze van de veel eenvoudiger analoge schakelingen met emmertjes-geheugens.
Naast deze voor de hand liggende toepassingen kan men met deze emmertjes-geheugens echter nog veel meer. Vaak kan men zelfs een emmertjes-geheugen toepassen in de meest onvermoede schakelingen uit de analoge techniek! In een van de volgende subhoofdstukken wordt uitvoerig ingegaan op deze toepassingen.

Algemeen principe
Het algemeen werkingsprincipe van een emmertjes-geheugen in geschetst in figuur 6/6.5-1.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.37
Hoofdstuk 3/12.7
Hoofdstuk 6/6.8.1



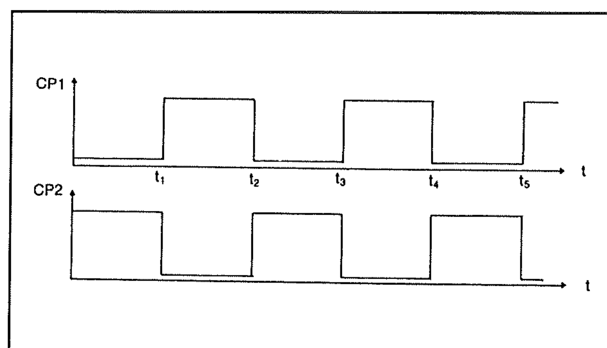
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-1: De principiële werking van een emmertjes-geheugen.

Een aantal even grote condensatoren C1 tot en met C5 staat geschakeld tussen de ingang van versterkers met een zeer hoge ingangsimpedantie en de massa. Deze versterkers staan is serie, maar tussen iedere uit- en ingang zijn elektronische schakelaars S1 tot en met S5 opgenomen. Deze elektronische schakelaars worden op de getekende manier verbonden met twee kloklijnen CP1 en CP2. Op deze lijnen worden twee kloksignalen aangesloten, die ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn, zie figuur 6/6.5-2.

De elektronische schakelaars sluiten als hun kloksignaal "H" is. Bij de ene klokperiode zullen bijgevolg alle even schakelaars sluiten, bij de volgende periode alle oneven schakelaars.



Figuur 6/6.5-2: De twee kloksignalen moeten zeer nauwkeurig geïnverteerd zijn.

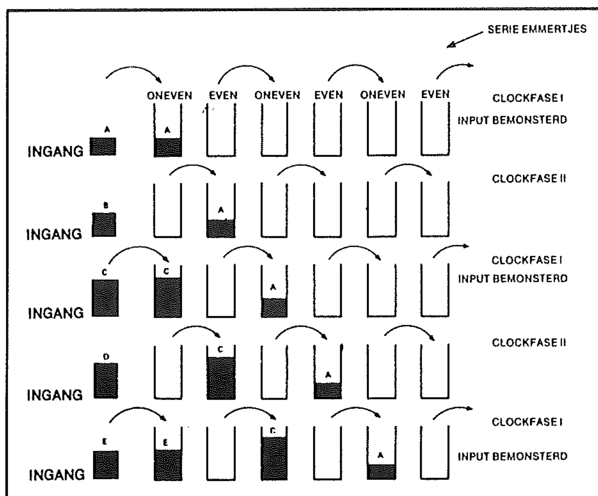
Wat gebeurt er nu als er aan de ingang een analoog signaal wordt aangesloten? Dit wordt toegelicht aan de hand van figuur 6/6.5-3. Bij de eerste klokpuls gaat schakelaar S1 sluiten. De op dit moment aanwezige ingangsspanning wordt via de gesloten schakelaar doorgekoppeld naar de condensator C1, die oplaadt tot de topwaarde van het signaal. De bufferversterker zal dit signaal overnemen, met als gevolg dat de spanning over de condensator C1 ook verschijnt op de uitgang van de versterker.

Bij de volgende periode van de klok opent schakelaar S1 en sluit schakelaar S2. Het ingangssignaal wordt losgekoppeld van de schakeling. Condensator C2 wordt nu echter opgeladen tot de uitgangsspanning van de eerste versterker of, met andere woorden, tot de spanning die bij de eerste klokpuls op condensator C1 stond. Bij de derde klokpuls opent schakelaar S2, maar gaan S1 en S3 sluiten. Het eerste signaalmonstertje wordt nu afgenomen van de uitgang van de tweede versterker en doorgekoppeld naar de derde condensator. Maar op hetzelfde moment zal, via de gesloten schakelaar S1, weer de momentele waarde van het ingangssignaal de condensator C1 gaan opladen.

Men kan dus besluiten dat het allereerste signaalmonstertje op het ritme van de klok van condensator naar condensator

6.5 Emmertjes-geheugens

wordt doorgeschoven. Dit is te vergelijken met de manier waarop men vroeger branden bluste: een lange rij hulpverleners gaven gevulde emmertjes aan elkaar door, in de hoop dat er op het laatst nog voldoende water in de emmers aanwezig was om althans een paar druppeltjes op de vlammen te gieten. Vandaar dat men dit soort schakelingen "emmertjes-geheugens" noemt, in het Engels "bucket brigades" oftewel "emmertjes-brigade".



Figuur 6/6.5-3: De condensatoren gedragen zich als "emmertjes", die op het ritme van de klok hun lading doorgeven.

Het eerste monstertje staat na vijf klokpulsen op condensator C5. Het ingangssignaal wordt dus ***vertraagd*** door de schakeling geleid en wel met een vertragingstijd die afhankelijk is van het aantal condensatoren en van de frequentie van de klok. Hoe meer trappen er tussen de in- en de uitgang staan, hoe langer het zal duren alvorens een signaalmonstertje alle condensatoren heeft doorlopen. Hoe lager de klokfrequentie, hoe langer de monstertjes opgespaard blijven in één condensator en hoe langer het duurt alvorens alle trappen doorlopen zijn.

De vertraging

In het algemeen kan men stellen dat als de keten is opgebouwd uit N trappen de momentele waarde van de ingangsspanning op tijdstip t_1 op de uitgang verschijnt op tijdstip:

$t_1 + N \,.\, \Delta t$

Hierin staat Δt voor de breedte van de halve periode van het kloksignaal.

De vertragingstijd kan worden berekend met de formule:

$t = N \,/\, (2 \,.\, f)$

Hierin is:

- t:
  de vertragingstijd van het emmertjes-geheugen
- N:
  het aantal cellen van het emmertjes-geheugen;
- f:
  de frequentie van het kloksignaal

Grenzen aan de vertraging

Een groot nadeel van een emmertjes-geheugen is dat de maximale vertragingstijd beperkt is. Bij de doorgang van het signaal door het geheugen zal er steeds iets van het signaal verloren gaan.

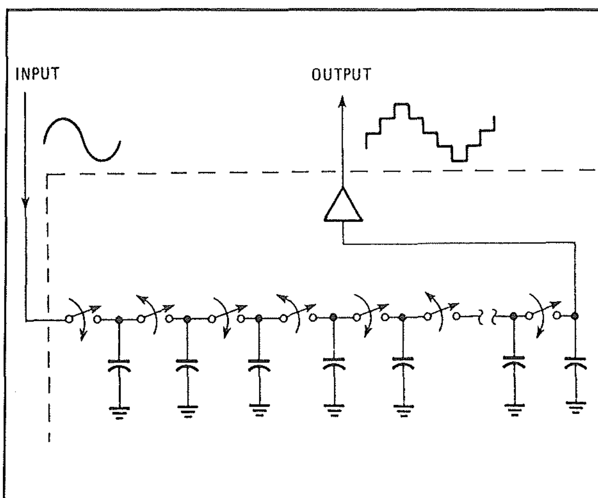
De condensatoren van de cellen zijn niet ideaal, maar zullen iets lekken. Die lekstroom heeft tot gevolg dat het signaal in iedere cel iets kleiner wordt. Zou men tienduizenden cellen in serie schakelen, dan zou in de laatste cel erg weinig van het oorspronkelijke signaal terug te vinden zijn!

In het algemeen kan men stellen dat vertragingen tot een halve seconde nog goed te realiseren zijn met de eenvoudige emmertjes-geheugens. Wil men langer vertragen, dan moet men omschakelen naar de veel ingewikkelder digitale techniek. Hierbij zijn in principe geen grenzen gesteld aan de maximale vertraging.

6.5 Emmertjes-geheugens

Quantisering

Het vreemde is dat de uitgangsspanning van een analoge vertragingslijn er net zo uitziet als deze van een digitale vertragingslijn. Ook nu heeft het signaal geen vloeiend verloop, maar is samengesteld uit trapjes. De uitgangsspanning is dus *gequantiseerd.* Dit wordt toegelicht aan de hand van figuur 6/6.5-4. De breedte van de trapjes is afhankelijk van de frequentie van de klok.



Figuur 6/6.5-4: Aan de hand van deze figuur wordt het ontstaan van een gequantificeerde uitgangsspanning toegelicht.

Dat de uitgangsspanning trapvormig is, zal wel duidelijk zijn. De laatste condensator in de keten houdt zijn spanning vast gedurende een van de halve perioden van de klok en wordt eerst bij de volgende halve periode "ververst".

Het feit dat een emmertjes-geheugen een uitgangsspanning genereert die vergelijkbaar is met deze die uit een digitale schakeling komt, heeft bepaalde consequenties. Men moet dezelfde maatregelen treffen als bij digitale schakelingen. Een emmertjes-geheugen moet dus altijd gevolgd worden door een laagdoorlaat filter, dat er voor zorgt dat de trapjes worden afgevlakt, zodat een vloeiend verlopend signaal ontstaat.

Sampling theorema

Maar er is meer! Een analoge vertragingslijn gehoorzaamt, net zoals zijn digitale soortgenoot, aan het "sampling theorema". Dat zeer fundamenteel principe uit de elektronica stelt dat uit een gequantiseerd signaal alleen bij benadering de vorm van het oorspronkelijk signaal is af te leiden (door filtering) als er minstens twee monsters worden genomen per periode. Omdat de elektronische schakelaars in een emmertjes-geheugen niet ideaal zijn, stelt men zelfs dat drie monsters per periode het absolute minimum is om het ingangssignaal zonder al te grote vervormingen terug te kunnen winnen uit het gequantificeerde uitgangssignaal van het emmertjes-geheugen.

Hierdoor wordt er dus een zeer strak verband gelegd tussen de bandbreedte van het ingangssignaal en de waarde van de klokfrequentie. Wil men een signaal met een bandbreedte van 20 kHz onvervormd door een emmertjes-geheugen sturen, dan mag de klokfrequentie niet lager zijn dan 60 kHz. Wil men echter met een dergelijke hoge klokfrequentie bruikbare vertragingen opwekken, dan zal het emmertjes-geheugen uit heel veel trappen moeten bestaan.

Zelfs bij een emmertjes-geheugen dat uit 4.096 trappen bestaat (een in de praktijk veel voorkomende waarde), zal de maximale vertragingstijd beperkt blijven tot:

t = 4.096 / (2 . 60.000)

t = 34 ms

Omdat dergelijke vertragingstijden in de praktijk meestal onbruikbaar zijn, zal men een compromis moeten sluiten. Dat kan door de bandbreedte van het ingangssig-

naal te beperken. Het sampling theorema zorgt er dan voor dat de frequentie van de klok kan dalen, waardoor met hetzelfde aantal elementen veel langere vertragingstijden mogelijk zijn.

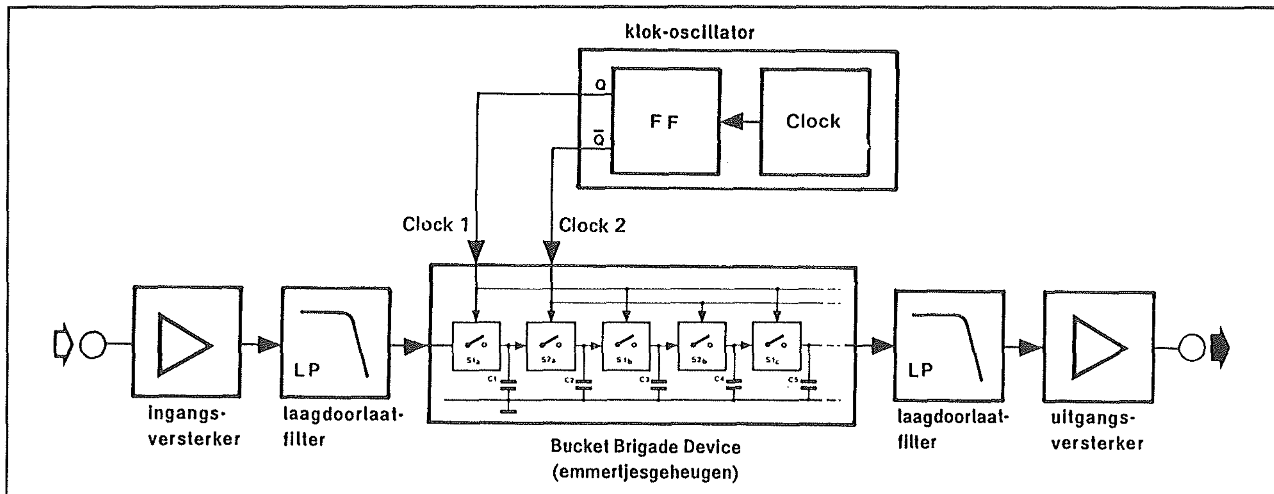
Blokschema
Uit de besproken gegevens kan men besluiten dat het blokschema van de schakeling rond een emmertjes-geheugen er uit *moet* zien zoals getekend in figuur 6/6.5-5. Niet toevallig heeft het blokschema heel veel gemeen met dat van een soortgelijke digitale schakeling! Na de eventuele ingangsversterker wordt het analoog signaal aangeboden aan een scherp afsnijdend laagdoorlaat filter. Dit filter beperkt de bandbreedte en zorgt ervoor dat een lage klokfrequentie toegepast kan worden zonder dat men last krijgt van het sampling theorema. Het gefilterde signaal wordt aangeboden aan de ingang van het emmertjes-geheugen. Het vertraagde uitgangssignaal gaat weer naar een scherp afsnijdend laagdoorlaat filter. Dit uitgangsfilter zorgt voor het verwijderen van de trapvormige omhullende van het signaal, dus voor het uitfilteren van de hogere harmonischen. Het signaal krijgt weer een nette analoge vorm en kan eventueel via een uitgangsversterker aan de buitenwereld aangeboden worden.
Het emmertjes-geheugen wordt natuurlijk gestuurd uit een klokgenerator. Omdat beide noodzakelijke kloksignalen heel precies in tegenfase moeten zijn, wordt in de meeste gevallen gebruik gemaakt van een flip-flop. Op de Q- en $\overline{Q}$-uitgangen staat twee heel mooie signalen, die precies in tegenfase zijn. De flop-flop wordt gestuurd uit de eigenlijke klokgenerator, die in de meeste gevallen een instelbare frequentie heeft, zodat men de vertraging van de schakeling kan variëren.

Geïntegreerde emmertjes-geheugens

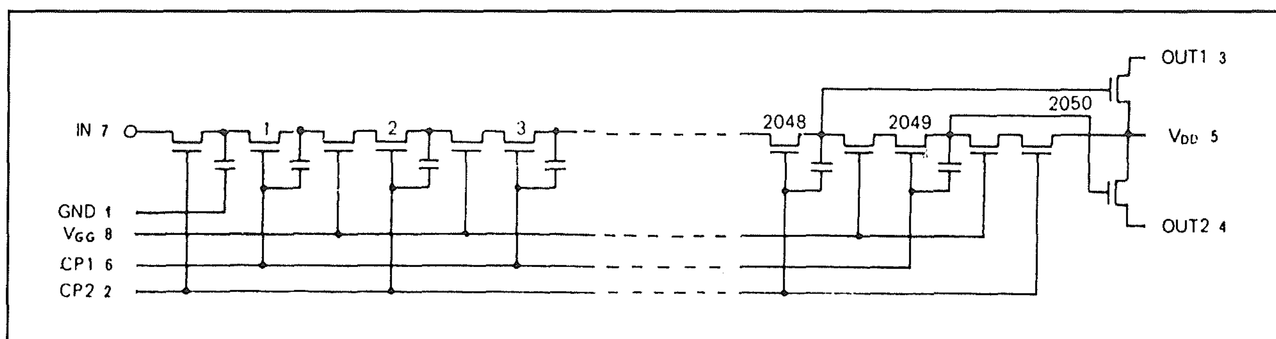
Inleiding
De principiële schakeling van figuur 6/6.5-1 is dan wel een emmertjes-geheugen, maar de toegepaste schakelingen lenen zich niet voor integratie op grote schaal. De elektronische schakelaars en de bufferversterkers kunnen natuurlijk veel gemakkelijke worden geïntegreerd onder de vorm van MOSFET-transistoren. Dat is dan ook precies hetgeen in de praktijk gebeurt. Figuur 6/6.5-6 geeft een indruk van de manier waarop een en ander georganiseerd wordt op chip-niveau. De condensatoren zijn, als gevolg van de toegepaste integratie-techniek, aangebracht tussen de gate en de drain van de schakel-FET's. Dit heeft echter tot gevolg dat deze onderdelen niet alleen door het ingangssignaal worden opgeladen, maar ook door de klokpuls. Omdat dit laatste signaal veel groter is dan het ingangssignaal, zal dit laatste gesuperponeerd worden op de "daken" van de kloksignalen. Op de een of andere manier moet het nuttige signaal natuurlijk gescheiden worden van de twee klok's.

Twee uitgangen
Vandaar dat een geïntegreerd emmertjes-geheugen altijd twee uitgangen heeft. In figuur 6/6.5-7 is voorgesteld hoe het nuttige signaal (gearceerd weergegeven) gesuperponeerd is op de twee uitgangssignalen. Beide uitgangen worden nu resistief met elkaar gemengd. Omdat beide kloksignalen ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn, zal na het mengen van de signalen alleen het nuttige signaal overblijven.

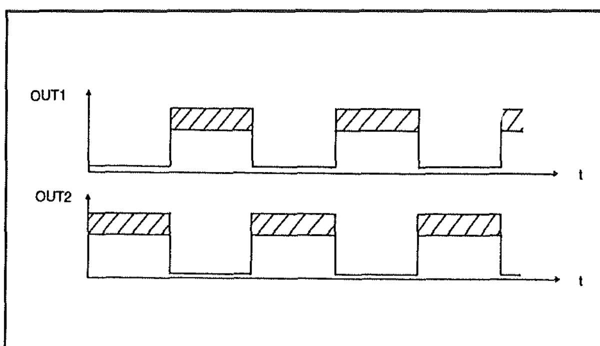
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-5: Het blokschema van een analoge vertragingslijn, opgebouwd rond een emmertjes-geheugen.



Figuur 6/6.5-6: De opbouw van een geïntegreerd emmertjes-geheugen.



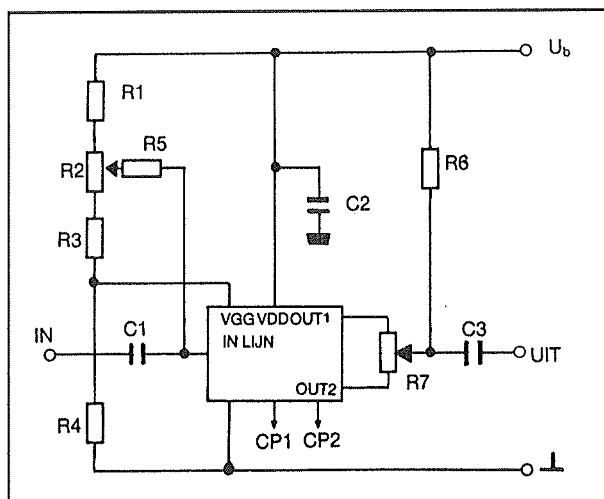
Figuur 6/6.5-7: De twee kloksignalen maken deel uit van de uitgangssignalen.

Standaard schakeling

In figuur 6/6.5-8 is de standaard schakeling rond een geïntegreerd emmertjes-geheugen getekend. De als buffer dienende MOS-transistoren moeten ingesteld worden in het midden van het lineaire gedeelte van hun karakteristiek. Dit lineaire gebied is vanwege de grote spreiding op de afknijpspanningen van de onderlinge transistoren vrij klein. Meestal bedraagt het lineaire gebied van de gehele schakeling maar 1,5 $V_{effectief}$. Om deze beperkte uitsturingsruimte optimaal te benutten moet de instelspanning door middel van een externe potentiometer aan het IC worden aangeboden. In figuur 6/6.5-8 wordt het emmertjes-geheugen ingesteld via de instelpotentiometer R5, die gevoed wordt tussen de voedingsspan-

6.5 Emmertjes-geheugens

ning U_b en de massa. In het getekende voorbeeld wordt deze instelspanning rechtstreeks aan de ingang van de vertragingslijn aangeboden. Het ingangssignaal wordt via de condensator C1 gesuperponeerd op de instelspanning. Bij sommige typen is er echter een afzonderlijke ingang aanwezig. Daarnaast treft men meestal ook nog een afzonderlijke biasingang V_{GG} aan, die op een spanning komt te staan die iets lager is dan de voedingsspanning.

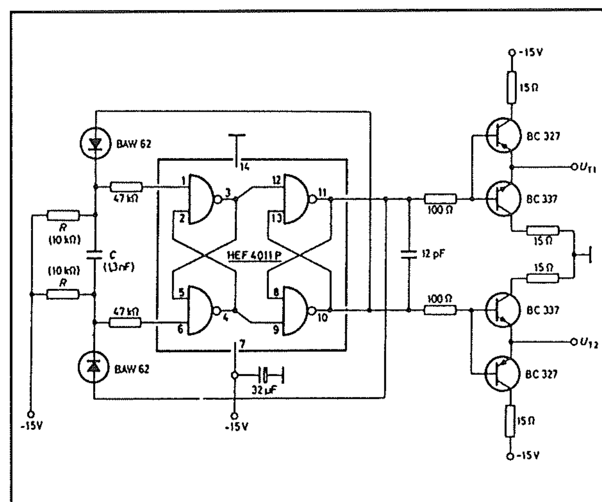


Figuur 6/6.5-8: De externe schakeling rond een standaard emmertjesgeheugen.

De twee uitgangen worden aangesloten op de twee uiteinden van een instelpotentiometer R7. Men kan de loper zo instellen, dat beide kloksignalen volledig onderdrukt worden en alleen het nuttige signaal ter beschikking staat. Dit wordt via de scheidingscondensator C3 naar de volgende schakeling gevoerd.
Uit dit standaard schema volgt dat men voor het afregelen van een emmertjesgeheugen in ieder geval een oscilloscoop ter beschikking moet hebben! Zonder zo'n apparaat zal het heel erg moeilijk worden om de ingangsspanning af te regelen en het kloksignaal volledig weg te filteren.
De meeste schakelingen hebben twee klokingangen, waarop men de twee ten opzichte van elkaar geïnverteerde kloksignalen moet aansluiten. Er zijn echter ook typen die intern een flip-flop hebben, die de twee interne kloksignalen genereert. In dat geval is de frequentie van de interne klok uiteraard de helft van de frequentie van het extern kloksignaal.

De klokoscillator

Aan de schakeling van de klokoscillator worden tamelijk hoge eisen gesteld. De schakeling moet twee absoluut symmetrische blokspanningen genereren, die bovendien behoorlijk capacitief belast moeten kunnen worden zonder dat de stijg- en daaltijden van de signalen worden aangetast. De meeste geïntegreerde flip-flop's leveren wel mooie symmetrische signalen, maar kunnen de zware capacitieve belasting niet aansturen. Vandaar dat meestal symmetrische drivers worden gebruikt, zoals getekend in figuur 6/6.5-9.



Figuur 6/6.5-9: Een voorbeeld van een goed bruikbare klokoscillator met geïnverteerde uitgangen.

6.5 Emmertjes-geheugens

De vier poorten van de CMOS-schakeling CD4011B vormen een zelfoscillerende bistabiele oscillator. De frequentie van de schakeling wordt bepaald door de twee even grote weerstanden R en de condensator C. Door de twee weerstanden te vervangen door een lineaire stereo potentiometer kan men de frequentie instellen tussen 5 kHz en 500 kHz. De twee uitgangen worden aangeboden aan identieke complementaire eindtrapjes, die zorgen voor een zeer lage uitgangsimpedantie. De transistoren schakelen de uitgang ofwel naar de positieve, ofwel naar de negatieve voedingsspanning. Op deze manier is men er van verzekerd, dat de kloksignalen de grote capacitieve belasting van het emmertjes-geheugen zonder problemen kunnen aansturen. De buffers kunnen, zelfs bij de grote capacitieve belasting van een uit 4.096 cellen samengesteld emmertjes-geheugen, pulsen afgeven met stijg- en daaltijden van maximaal 100 ns.

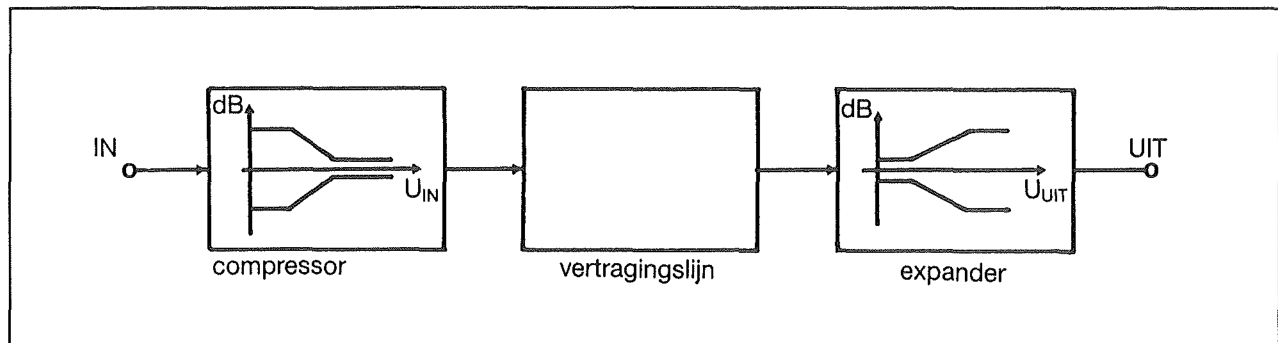
Grenzen van de klok

Aan de frequentie van de klok worden grenzen gesteld. Dat die frequentie een bepaalde maximale waarde heeft, zal wel zonder meer duidelijk zijn. Die maximale frequentie wordt bepaald door de specificaties van het toegepaste emmertjes-geheugen. Minder voor de hand liggend is dat er ook een minimale waarde bestaat. In tegenstelling tot digitale vertragingen kan men de klokfrequentie niet tot bijvoorbeeld 100 Hz reduceren. Dat heeft alles te maken met de fundamentele werking van een emmertjes-geheugen. Een lage klokfrequentie betekent dat de signaalmonsters lang in de condensatoren bewaard moeten blijven. Daar zit het probleem! De condensatoren hebben een bepaalde lekstroom en het gevolg is dat de spanning langzaam, maar zeker weglekt. Wordt de frequentie van de klok te laag, dan zal het signaal gedurende de doorgang door alle cellen steeds kleiner worden, zodat er op het laatst geen spanning meer beschikbaar is. Ook de minimale waarde van de klokfrequentie wordt bepaald door de specificaties van het emmertjes-geheugen.

Het gebruik van companders

Een emmertjes-geheugen heeft een zeer beperkte uitsturingsruimte. Oversturen van de schakeling leidt niet alleen tot grote vervormingen op het uitgangssignaal, maar kan zelfs tot gevolg hebben dat de schakeling volledig "blokkeert" en eerst na het uit- en weer inschakelen van de voedingsspanning bereid is normaal te werken. In principe zou men deze situatie kunnen voorkomen door in de ingang eenvoudige diode-begrenzers op te nemen. Maar een van de vervelende eigenschappen van een emmertjes-geheugen is dat de schakeling nogal wat ruis produceert. Deze ruis ontstaat door de niet ideale eigenschappen van de sampling-condensatoren. Deze hebben een grote lekstroom, waardoor de opgebouwde spanning vrij snel afvloeit. Het is logisch dat dit verschijnsel erger wordt als de frequentie van de klok daalt. Hoe trager de klok, hoe langer het duurt voordat de condensatoren opnieuw geladen worden en hoe meer spanning er zal weglekken. Deze weglekkende spanningen uiten zich onder de vorm van zeer breedbandige ruis, die maar moeilijk weg te filteren is. Het gevolg is dat emmertjes-geheugens een maximale signaal/ruis-verhouding hebben van ongeveer 60 dB.
Zowel het probleem van het kleine uitsturingsbereik als dit van de ruis kan opgelost worden door de schakeling op te nemen in een compander.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-10: Het gebruik van een compander minimaliseert de ruis en maximaliseert het uitsturingsbereik.

Zoals getekend in figuur 6/6.5-10 bestaat een dergelijke schakeling uit twee delen, namelijk een compressor aan de ingang en een expander aan de uitgang.
De compressor zal de kleine ingangssignalen ongemoeid doorkoppelen naar het emmertjes-geheugen, maar de (te) grote signalen verzwakken. Op deze manier neemt het uitsturingsbereik van het emmertjes-geheugen toe. De expander zal de kleine ruissignalen ongemoeid doorlaten, maar de grotere nuttige signalen extra versterken. Op deze manier neemt de signaal/ruis-verhouding van het geheel toe.

Toepassingen

Inleiding

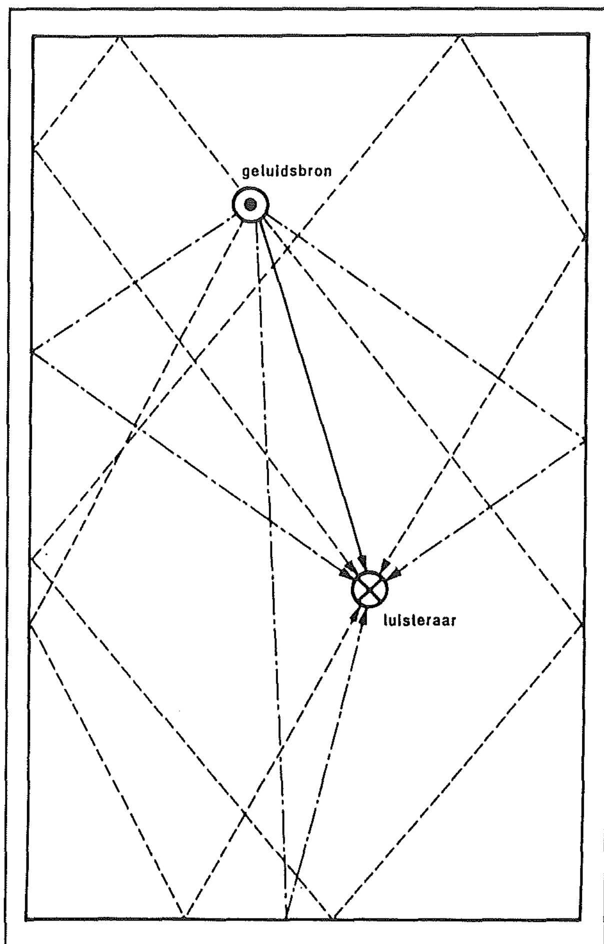
Naast het voor de hand liggende gebruik als vertrager van analoge signalen, met als praktische toepassingen echo en nagalm, kan men een emmertjes-geheugen nog in een heleboel andere schakelingen gebruiken.
Een kort en alles behalve volledig overzicht:
- nagalm;
- echo;
- Automatic Double Tracking;
- Multiple Voice Effect;
- chorus;
- phasing (flanging);
- vibrato;
- Haas-compensatie;
- eerste golffront compensatie;
- klik onderdrukking;
- predictor-schakeling;
- flutter onderdrukking;
- kamfilter;
- transversaal filter.

In de volgende paragraafjes worden deze toepassingen van emmertjes-geheugens in het kort besproken.

Nagalm

Nagalm is een acoustisch effect dat in iedere ruimte optreedt vanwege het natuurkundige gegeven dat geluid uit drukgolven bestaat en deze drukgolven tegen de wanden van de ruimte reflecteren. Als er, zoals getekend in figuur 6/6.5-11, in een ruimte een geluidsbron aanwezig is, dan zullen de drukgolven die door deze brom geproduceerd worden zich in alle richtingen uitbreiden.
Als de golffronten de wanden raken, wordt een gedeelte van de energie geabsorbeerd en een gedeelte weerkaatst. Op deze manier ontstaan een in principe oneindig aantal paden tussen de geluidsbron en de luisteraar.

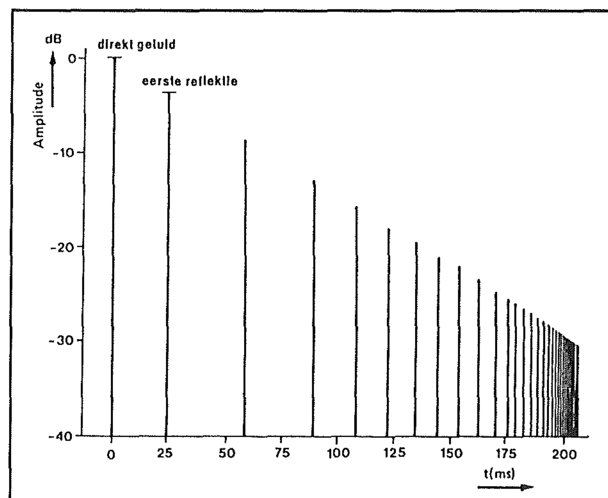
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-11: Het ontstaan van nagalm in een ruimte met één geluidsbron en één luisteraar.

Het directe pad is door een volle lijn voorgesteld. Dit geluid legt de kortste weg af tussen bron en luisteraar en dringt dus onvertraagd in de oren van de luisteraar. Met een streep/punt lijn is een aantal paden voorgesteld die ontstaan door enkelvoudige reflectie. Deze leggen een langere weg af en komen dus iets vertraagd bij de luisteraar terecht. De paden die door een streep/streep lijn zijn voorgesteld ontstaan door twee- of meervoudige weerkaatsing.

Als de geluidsbron een zeer korte klik produceert, dan zal de luisteraar in principe een heleboel klikjes horen. Nu zal het duidelijk zijn dat niet alle golffronten, die de luisteraar bereiken, even sterk zijn. Klikjes die worden weerkaatst zijn per definitie zwakker dan het directe geluid, omdat de wand een deel van de energie absorbeert. Bovendien wordt het geluid zwakker naarmate het een langere weg door de ruimte heeft afgelegd. Men kan dus een amplitude/tijd-diagram opstellen, met als resultaat iets dat er uitziet zoals getekend in figuur 6/6.5-12. Het directe geluid is het sterkst, de diverse reflecties nemen af in amplitude, maar komen ook steeds dichter bij elkaar te liggen.



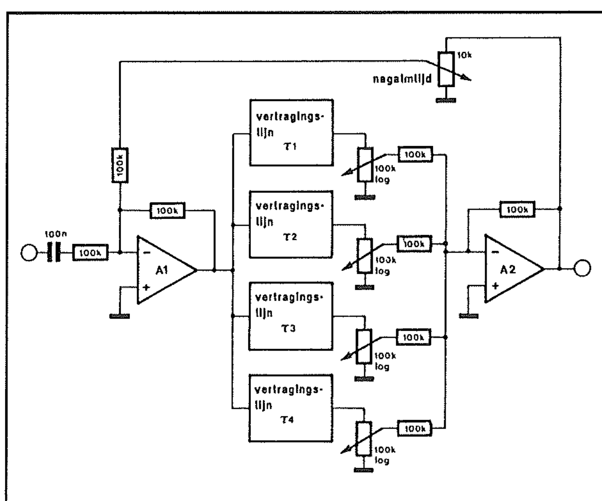
Figuur 6/6.5-12: De typische amplitude/tijd-karakteristiek, die het verschijnsel "nagalm" veroorzaakt.

Als men elektronisch nagalm wil genereren, dan volstaat het echt niet om één vertraging in te bouwen en de uitgang daarvan terug te koppelen naar de ingang. Dat is een goedkoop systeem, dat helaas vaak wordt toegepast, maar een heel kunstmatig effect opwekt.

Het grote probleem van een dergelijke schakeling is dat alle galmeffecten dezelfde vertraging hebben, hetgeen duidelijk

6.5 Emmertjes-geheugens

in tegenspraak is met de karakteristiek van figuur 6/6.5-12. Een écht professionele nagalm moet opgebouwd worden volgens het blokschema van figuur 6/6.5-13. Er worden diverse vertragingslijnen parallel geschakeld, die ieder uit een emmertjes-geheugen kunnen bestaan. Iedere vertragingslijn heeft een andere vertraging. De uitgangen worden in een eenvoudige weerstandsmenger met elkaar gemengd. Met de potentiometers is het mogelijk de amplitude van ieder afzonderlijk vertraagd signaal in te stellen. Ook nu wordt het uitgangssignaal via een potentiometer teruggekoppeld naar de ingang. Op deze manier zal het vertraagde signaal weer gedeeltelijk op de ingang verschijnen en nog eens vertraagd worden. De schakeling levert dus meer vertragingen dan het aantal toegepaste vertragingslijnen doet vermoeden. Op deze manier komt men het dichtst in de beurt van de grafiek van figuur 6/6.5-12.



Figuur 6/6.5-13: Het blokschema van een professionele nagalm schakeling.

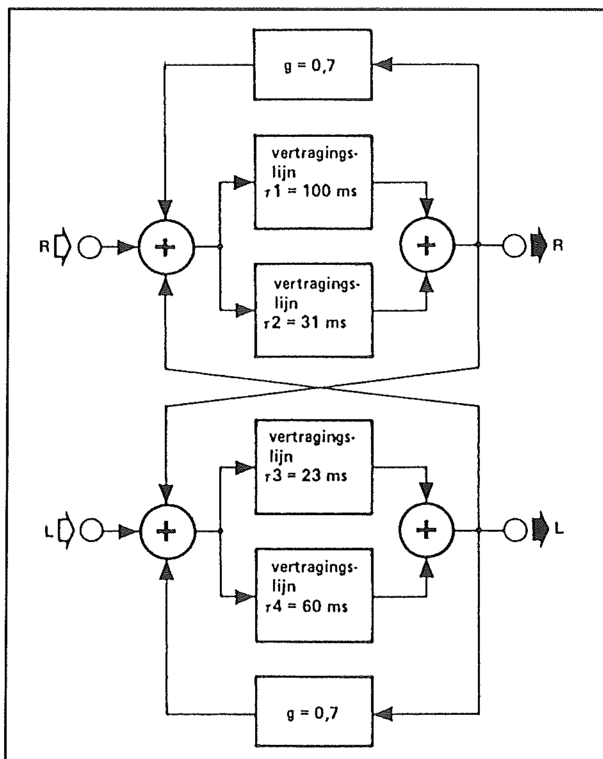
Om een natuurlijk effect te bereiken moet men er voor zorgen dat de verschillende vertragingstijden van de emmertjes-geheugens geen gemeenschappelijke veelvouden hebben. Alleen dan is men er zeker van dat een heel spectrum van vertragingstijden ontstaat, die niet samenvallen. Bij het dimensioneren van dergelijke schakelingen moet men er rekening mee houden dat de vertragingstijden van de lijnen ergens tussen 10 ms en 100 ms moeten liggen.

Het zal duidelijk zijn dat het gebruik van emmertjes-geheugens in dit soort schakelingen erg veel voordelen heeft. Zou men een dergelijke schakeling digitaal opbouwen, dan ontstaat een tamelijk ingewikkeld geheel. Ieder digitaal vertraagd signaal moet immers met een eigen DAC weer omgezet worden in een analoog signaal. Deze stap vervalt als men gebruik maakt van emmertjes-geheugens.

Nagalm in een stereo systeem

Wil men nagalm toepassen in een stereo systeem, dan zou men natuurlijk twee schakelingen volgens figuur 6/6.5-13 kunnen opnemen in het systeem. Een veel beter idee is gebruik te maken van de schakeling van figuur 6/6.5-14. Hierin worden ook vier emmertjes-geheugens toegepast. Twee zitten in het signaalpad van het linker kanaal, twee zitten rechts. De vier vertragingslijnen hebben verschillende vertragingstijden. Er zijn verschillende terugkoppelingen aanwezig. Op de eerste plaats wordt de uitgang van ieder kanaal teruggekoppeld naar de eigen ingang, met een signaalverzwakking van ongeveer 0,7. Daarnaast gaat de uitgang van het linker kanaal naar de ingang van het rechter kanaal en vice versa. Op deze manier ontstaan zeer veel nagalmeffecten, ieder met een eigen vertraging en een eigen amplitude. De karakteristiek van figuur 6/6.5-12 wordt maximaal benaderd. Let even op de vertragingstijden! De tijden 23 ms, 31 ms, 60 ms en 100 ms zijn zo

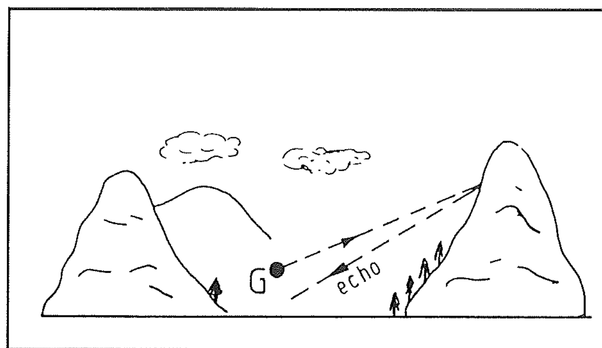
gekozen dat deze geen gemeenschappelijke veelvouden hebben! Natuurlijk hebben 100 ms en 60 ms een eerste gemeenschappelijk veelvoud van 600 ms. Maar die tijd wordt eerst bereikt nadat het 60 ms signaal tien keer door het systeem is gegaan en het 100 ms signaal zes keer. Op dat moment zijn de signalen zo verzwakt dat zij geen zinvolle bijdrage meer leveren aan het gezamenlijk signaal.



Figuur 6/6.5-14: Het toepassen van nagalm in een stereo systeem.

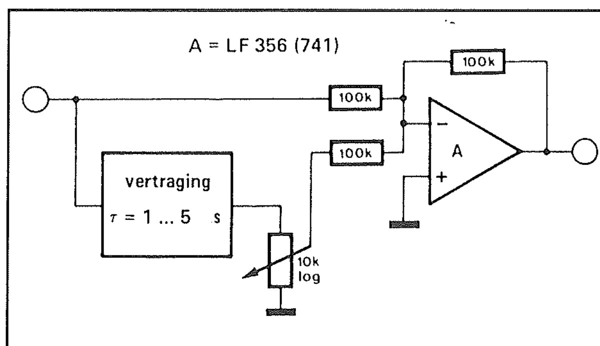
Echo

Hoewel de natuurkundige basis van beide verschijnselen hetzelfde is, zijn echo en nagalm niet met elkaar te vergelijken verschijnselen. Echo ontstaat in de vrije lucht, zie figuur 6/6.5-15, doordat de geluidsgolf van een geluidsbron terug kaatst tegen een op verre afstand gelegen voorwerp, zoals een berg of een groot gebouw. Er bestaat dus een tamelijk groot tijdsverschil tussen de directe geluidsgolf en de echo ervan. Geluid plant zich immers voort in de lucht met een snelheid van ongeveer 300 m/s. Als de berg 300 meter van de geluidsbron ligt, moet het geluid 600 meter afleggen en de echo zal dus eerst na ongeveer 2 seconde te horen zijn.



Figuur 6/6.5-15: Het principe van echo.

Wil men een echo-effect elektronisch genereren, dan zal men dus het geluid over seconden moeten vertragen, hetgeen kan volgens het blokschema van figuur 6/6.5-16. De vertragingslijn moet nu uit heel veel cellen bestaan en de toegepaste klokfrequentie moet zo laag zijn als maar mogelijk is. Wel moet opgemerkt worden dat emmertjes-geheugens zich niet zo goed lenen voor het samenstellen van dergelijke grote vertragingen. Door het groot aantal noodzakelijke cellen zal er vrij weinig overblijven van het ingangssignaal.



Figuur 6/6.5-16: Het blokschema van een echo-schakeling.

6.5 Emmertjes-geheugens

Automatic Double Tracking

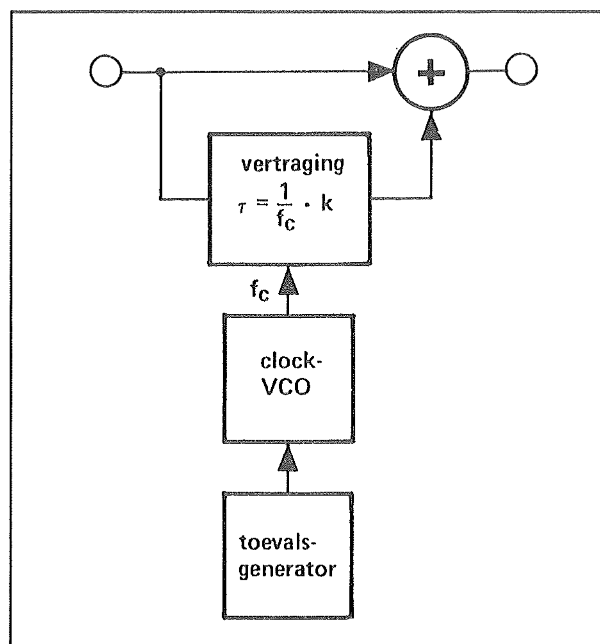
Door "ADT" toe te passen kan men een stem of een solo-instrument voller laten klinken. Het komt er op neer dat het signaal gemengd wordt met een identiek signaal, dat echter een paar milliseconde vertraagd is. Het menselijk gehoor is dan niet meer in staat twee afzonderlijke signalen waar te nemen, maar interpreteert de vertraging als behorende bij het originele signaal.
Voor deze toepassing kan men dezelfde schakeling gebruiken als voor echo. Alleen moet de vertragingstijd nu ingesteld worden op slechts enige tientallen ms.

Multiple Voice Effect

Dit is een uitbreiding op het ADT principe. Nu wordt het originele geluid gemengd met diverse signalen, die over verschillende tijden vertraagd zijn. Het lijkt nu net alsof een heel koor staat te zingen, terwijl er toch maar een stem wordt opgenomen door de microfoon. Het zal duidelijk zijn dat men voor het bereiken van dit effect de schakeling van figuur 6/6.5-13 kan toepassen, waarbij de vertragingen veel kleiner ingesteld moeten worden.

Chorus

Bij chorus wordt een geluidssignaal niet over een constante tijd vertraagd, maar door een steeds wisselende tijd. Hierdoor ontstaat een zeer speciaal effect, dat eigenlijk niet te beschrijven is, maar beluisterd moet worden! Het blokschema van een chorus-schakeling is getekend in figuur 6/6.5-17. De klokoscillator moet nu uitgevoerd worden als VCO, spanningsgestuurde oscillator. De uitgangsfrequentie van een dergelijke schakeling is recht evenredig met de grootte van een stuurspanning. Deze stuurspanning wordt gegenereerd door een toevalsgenerator.



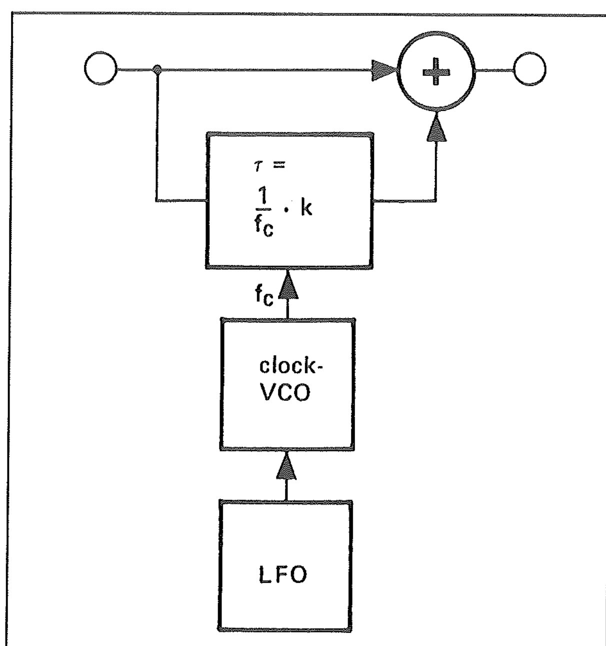
Figuur 6/6.5-17: De eenvoudigste schakeling voor het genereren van het chorus-effect.

De in figuur 6/6.5-17 voorgestelde schakeling is een heel eenvoudige chorus. Wie het echt professioneel wil aanpakken, grijpt terug op het schema van figuur 6/6.5-13. Iedere vertragingslijn heeft dan een eigen VCO en een eigen toevalsgenerator.

Phasing (flanging)

Phasing, ook wel flanging genoemd, ontstaat als men het geluidssignaal mengt met een vertraagd signaal, waarvan de vertragingstijd heel laagfrequent wordt gevarieerd. Het phasing-effect geeft een ruimtelijke indruk aan het geluid, net alsof er een straaljager door de muziek wordt gestuurd. De vertragingstijden liggen tussen 1 ms en 20 ms, waarbij dit bereik wordt doorlopen met een herhalingsfrequentie tussen 0,05 Hz en 1 Hz. Het zal duidelijk zijn dat ook nu gebruik moet worden gemaakt van een VCO als klokgenerator. Deze wordt gestuurd door een sinusoscil-

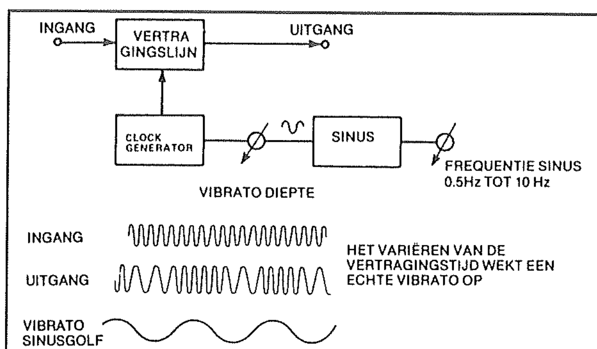
lator, waarvan de frequentie instelbaar is tussen de genoemde grenzen van 0,05 Hz en 1 Hz. Hiervoor kan men een van de goedkope functie-generator IC's toepassen. Er worden toch geen al te hoge eisen gesteld aan de vorm van de sinus! Het blokschema van een phasing-schakeling is getekend in figuur 6/6.5-18.



Figuur 6/6.5-18: Het blokschema van een phasing-schakeling.

Vibrato

Bij vibrato wordt de frequentie van een geluidssignaal iets gemoduleerd. Als het geluid afkomstig is van een elektronisch instrument, kan men die frequentiemodulatie uiteraard in het apparaat zélf inbouwen. Anders zit dit bij niet-elektronische instrumenten en de menselijke stem. Dank zij emmertjes-geheugens kan men op een heel eenvoudige manier de frequentie van een signaal moduleren. De frequentie-afwijking ligt tussen 5 Hz en 10 Hz. Een dergelijke variatie kan eenvoudig worden doorgevoerd door het signaal door een emmertjes-geheugen te sturen, waarvan de klokfrequentie in frequentie wordt gemoduleerd. Het blokschema is getekend in figuur 6/6.5-19, afbeelding waaruit meteen duidelijk wordt hoe de schakeling werkt.



Figuur 6/6.5-19: Het principe van vibrato.

Het lijkt in eerste instantie misschien niet erg voor de hand liggend dat een dergelijke eenvoudige schakeling de frequentie van een geluidssignaal kan moduleren. Na enig nadenken wordt dit echter duidelijk. Stel dat men een sinussignaal met een constante frequentie aan de ingang legt. Als de vertragingstijd van het emmertjesgeheugen maximaal is, verschijnt één periode van het ingangssignaal na een bepaalde tijd t_1 aan de uitgang. Als even later de vertragingstijd kleiner is, zal de volgende periode minder vertraagd aan de uitgang verschijnen. Het lijkt dus net alsof de langzame daling van de vertragingstijd tot gevolg heeft dat de perioden van het ingangssignaal worden samengeperst, hetgeen overeen komt met een hogere frequentie. Op dezelfde manier zal een continue verhoging van de vertragingstijd tot gevolg hebben dat de opeenvolgende perioden van het ingangssignaal steeds later aan de uitgang verschijnen. Nu lijkt het alsof de perioden worden uitgerekt, hetgeen te interpreteren is als een verlaging van de frequentie. De sinus met constante frequentie aan de ingang wordt dus om-

6.5 Emmertjes-geheugens

gezet in een sinus, waarvan de periodeduur heel langzaam varieert rond de waarde van de ingangsperiode. Dit effect wekt dus een kleine toonverandering op, typisch een vibrato, dus!

Haas-compensatie

Emmertjes-geheugens zijn ideale schakelingen voor het compenseren van het beruchte Haas-effect. Dit effect beweert dat grote looptijdverschillen tussen na elkaar volgende identieke geluidssignalen de verstaanbaarheid ten zeerste beïnvloeden. Dit verschijnsel doet zich voor bij grote geluidsinstallaties, waarbij het geluidssignaal via verschillende eindversterkers aan verschillende boxen wordt toegevoerd. Als deze boxen ver uit elkaar staan, bijvoorbeeld bij een open lucht concert of in een theater, dan zal de beperkte snelheid van het geluid er voor zorgen dat het geluid van de eerste box iets later de luisteraar bereikt dan het geluid van de tweede box. Er ontstaan dus looptijdverschillen. Als die looptijdverschillen groter zijn dan 50 ms, dan neemt de verstaanbaarheid van het geluid behoorlijk af. Dergelijke looptijdverschillen treden al op als twee luidsprekers 15 meter van elkaar verwijderd zijn!
De oplossing is erg voor de hand liggend. Voor iedere eindversterker wordt een emmertjes-geheugen opgenomen. De vertragingstijden van de schakelingen worden nu zo afgeregeld dat de looptijdverschillen worden gecompenseerd. Het principe is eenvoudig, de praktijk echter niet! Natuurlijk is het best mogelijk de looptijdverschillen voor één luisteraar te minimaliseren. Maar het gevolg zal vaak zijn dat deze voor een andere luisteraar net groter worden! Er komt dus heel wat ervaring, slepen met luidsprekers en experimenteren aan te pas om de verstaanbaarheid voor het gehele publiek te optimaliseren. Een praktijkregel is dat op geen enkele plaats looptijdverschillen mogen ontstaan, die groter zijn dan 20 ms.
Het Haas-effect treedt ook op als men door middel van vele microfoons bijvoorbeeld een groot orkest opneemt. Het geluid van een muzikant die op de achterste rij zit zal door verschillende microfoons worden opgenomen, maar tussen deze signalen kunnen vertragingen van tientallen milliseconde ontstaan. Ook dan is het noodzakelijk deze looptijdverschillen te compenseren door de versterkte microfoonsignalen door instelbare vertragingslijnen te sturen.

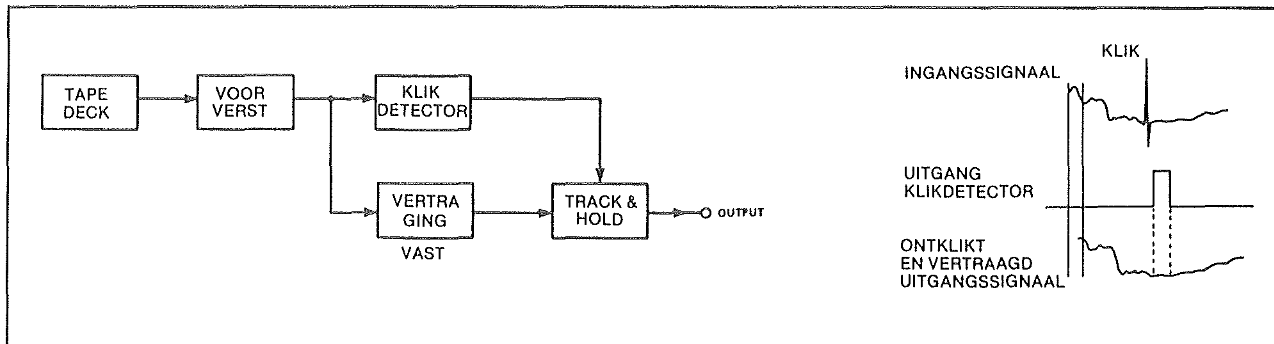
Eerste golffront compensatie

De wet van het eerste golffront stelt dat als twee geluiden van diverse kanten een luisteraar bereiken, het geluid dat het eerst komt bepaalt uit welke richting het geluid feitelijk wordt waargenomen. Als men aan beide luidsprekers van een stereo installatie hetzelfde signaal toevoert, maar het linker signaal iets vertraagt, dan lijkt het alsof het geluid volledig van rechts komt. Deze wet geldt zelfs als men aan de linker luidspreker heel wat meer vermogen toevoert dan aan de rechter. De wet van het eerste golffront kan handig in de praktijk worden toegepast om bijvoorbeeld het stereobeeld van een bepaalde opname iets aan te passen. Het zal duidelijk zijn dat ook nu de vertragende werking van emmertjes-geheugens goed van pas komt!

Klik onderdrukking

Emmertjes-geheugens kunnen worden toegepast voor het onderdrukken van smalle, maar fanatieke stoorpulsen in een audiosignaal. Te denken valt bijvoorbeeld aan de spetters op oude platen of schakelklikken op bandopnames.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-20: Blokschema en spanningsvormen van een klik onderdrukker.

Hoe deze techniek werkt valt af te leiden uit het blokschema van figuur 6/6.5-20. Het te bewerken signaal, bijvoorbeeld het uitgangssignaal van een kassettedeck, wordt eerst voorversterkt en dan aan twee schakelingen aangeboden. De ene schakeling is een emmertjes-geheugen met een vaste vertragingstijd van ongeveer 10 ms. De tweede schakeling is een klik detector. Deze onderzoekt het signaal en wekt een uitgangspuls op als er in het ingangssignaal opeens een heel grote spanningssprong voorkomt. Dergelijke sprongen zijn in een muzieksignaal zeer ongewoon, zodat in de meeste gevallen sprake zal zijn van een ongewenste klik of spetter. De detector wekt een uitgangspuls op met een breedte van 20 ms. De uitgangspuls stuurt een "track & hold" schakeling van de track- naar de holdstand. Als deze schakeling in de trackstand staat, wordt het ingangssignaal gewoon doorgekoppeld naar de uitgang. In de hold-stand zal de schakeling echter de momentele waarde van de ingangsspanning vast houden. Op deze manier wordt de smalle stoorpuls verwijderd. De klik detector detecteert het begin van deze puls en stuurt de "track & hold" gedurende 20 ms in de hold-stand. De stoorpuls in het ingangssignaal wordt echter 10 ms vertraagd en wordt dus aan de ingang van de "track & hold" aangeboden op het moment dat deze in de hold-stand staat. De piek dringt bijgevolg niet door tot de uitgang. Het even vast houden van het signaal op de hold-waarde zal wel hoorbaar zijn, maar in ieder geval veel minder storend dat de klik of spetter.

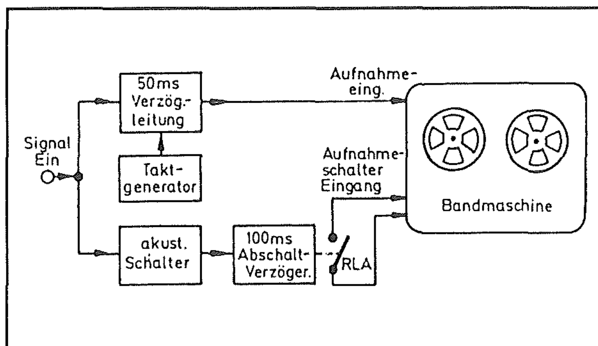
Predictor-schakeling

Deze schakeling heeft niets te maken met het onderzoek naar een eventuele zwangerschap, maar alles met het voorspellen van de aanwezigheid van een signaal. Een typische toepassing is het automatisch starten van een kassetterecorder als iemand in de microfoon begint te praten. Start met het apparaat op het moment dat het praatje begint, dan is de kans groot dat de eerste lettergreep niet wordt opgenomen of wel wordt opgenomen, maar met jank vanwege het aanlopen van de motor. Door het toepassen van een predictorschakeling wordt de recorder gestart alvorens het geluid aan de ingang wordt aangeboden. Geen hocus-pocus, maar uiteraard kwestie van een vertragingslijntje tussen schakelen! De principiële schakeling is getekend in figuur 6/6.5-21.

Het uitgangssignaal van de microfoon wordt door een vertragingslijn met een vertraging van ongeveer 50 ms gestuurd. De uitgang van dit emmertjes-geheugen is verbonden met de ingang van de recorder. Het microfoonsignaal is boven-

6.5 Emmertjes-geheugens

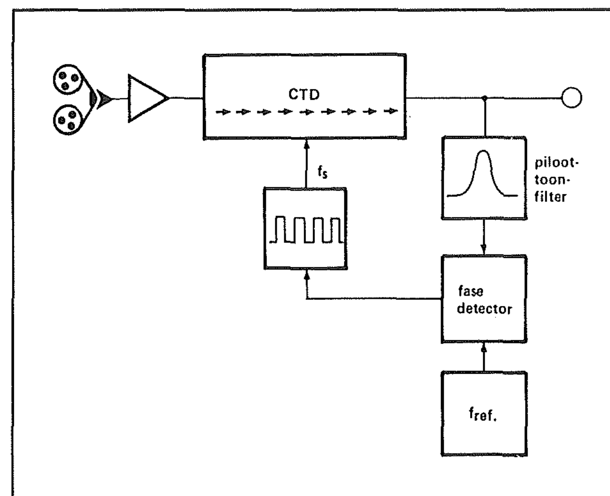
dien verbonden met een elektronische schakelaar, die inschakelt op het moment dat er signaal verschijnt.



Figuur 6/6.5-21: Met deze predictor-schakeling kan men een recorder starten alvorens het eerste spraaksignaal aan de ingang verschijnt.

Deze schakelaar stuurt de motor van de recorder aan. Het gevolg is dat de recorder gaat lopen op het moment dat er in de microfoon wordt gesproken, maar dat eerst 50 ms later dit signaal wordt opgenomen. Op deze manier worden de beschreven problemen vermeden. Uiteraard is de noodzakelijke vertraging van het emmertjes-geheugen afhankelijk van de eigenschappen van de toegepaste recorder.
Men kan andere nuttige toepassingen voor een dergelijke predictor-schakeling bedenken, zoals bij het automatisch infaden van een microfoonsignaal in een mengversterker.

Flutter onderdrukker
Flutter is een verschijnsel dat voorkomt bij bandrecorders, zowel audio als video. Door onregelmatigheden in het mechanisme kan het voorkomen dat de bandsnelheid varieert, hetgeen zich uit in vals klinkende muziek en in verslechtering van de beeldkwaliteit. Met een emmertjesgeheugen kan men op een vrij eenvoudige manier een schakeling ontwerpen, die in staat is deze flutter te onderdrukken. Het grote voordeel van de in figuur 6/6.5-22 geschetste schakeling is dat men niets moet veranderen in de elektronica van de recorder zélf, maar de schakeling simpelweg in de uitgang van het apparaat kan opnemen. De enige voorwaarde is dat bij de opname een pilootsignaaltje met een onhoorbare en zeer nauwkeurige frequentie wordt opgenomen. Dat signaaltje kan met een eenvoudige mengschakeling gemengd worden met het geluid.

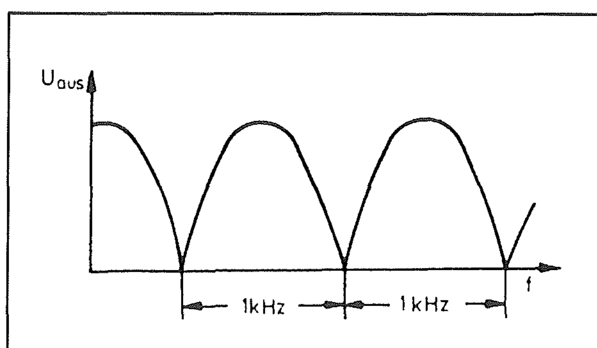


Figuur 6/6.5-22: Het principieel schema van een flutter onderdrukker voor bandapparatuur.

Het versterkte uitgangssignaal van de recorder wordt door een emmertjesgeheugen CTD gestuurd, waarvan de vertragingstijd varieerbaar is. Stel dat de snelheid van de afgespeelde band door de aanwezigheid van flutter eventjes te groot wordt. De frequentie van het weergegeven geluid wordt dan te hoog. Deze ongewenste verhoging kan gecompenseerd worden door de vertraging van het emmertjes-geheugen iets groter te laten worden. Als de band trager gaat lopen, dan neemt de frequentie van het geluid af. Dit kan

gecompenseerd worden door de vertraging van het emmertjes-geheugen iets te verlagen. In principe werkt de schakeling dus net als een vibrato, maar terwijl bij vibrato men bewust frequentieverschuivingen invoert, worden deze verschuivingen nu bewust bestreden.
De frequentie van het weergegeven signaal wordt gemeten door de frequentie van de opgenomen piloottoon te vergelijken met een zeer stabiele referentiefrequentie. Door middel van een heel scherp banddoorlaat filter wordt de piloottoon uit het uitgangssignaal van het emmertjes-geheugen gefilterd. In een fase-detector (bijvoorbeeld een PLL) wordt de frequentie ervan vergeleken met de referentiefrequentie. Bij een afwijking levert de fasedetector een foutsignaal, dat gebruikt kan worden voor het sturen van de klokgenerator van het emmertjes-geheugen.

Kamfilter
Een kamfilter is een heel speciaal filter, dat in de professionele analoge elektronica vaak wordt toegepast. Dergelijke filters zal men vrij vaak aantreffen in effect-apparatuur voor geluid. Een toepassing van een kamfilter die reeds besproken is, is de phaser-schakeling. Als men de uitgangsspanning van een kamfilter opneemt in functie van de frequentie, dan ontstaat de typische karakteristiek van figuur 6/6.5-23. Er zijn bepaalde frequenties, die "volledig" verzwakt worden. Hoewel het bij een zuiver wiskundig berekend kamfilter inderdaad zo is dat deze frequenties volledig verzwakt worden, zal een praktisch kamfilter deze frequenties ongeveer 20 tot 30 dB verzwakken. De onderdrukte frequenties liggen op een onderlinge afstand die bepaald wordt door de vertragingstijd van het toegepaste emmertjes-geheugen. Heeft dit een vertraging van 1 ms, dan liggen de onderdrukte frequenties precies 1 kHz uit elkaar. De relatie is dus uiterst simpel: de onderdrukkende frequentie liggen op een frequentie-afstand van elkaar, die gegeven wordt door de formule:
$f_0 = 1 / \Delta t$
waarin Δt de vertragingstijd van de toegepaste analoge vertragingslijn is.

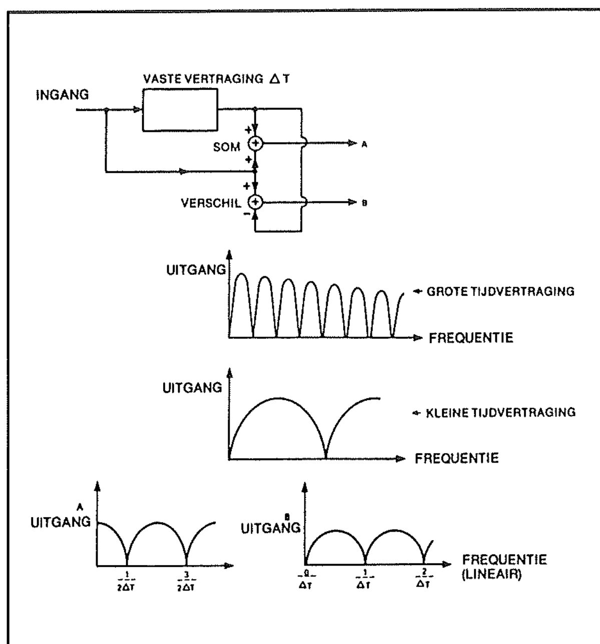


Figuur 6/6.5-23: De amplitude/frequentie-karakteristiek van een kamfilter.

Een kamfilter kan samengesteld worden met een emmertjes-geheugen door de schakeling van figuur 6/6.5-24 toe te passen. De in- en de uitgangsspanning worden in al dan niet inverterend werkende sommeerversterkers bij elkaar opgeteld. Berekent de sommeerversterker de som van de twee spanningen, dan ontstaat de amplitude/frequentie-karakteristiek A. Wordt het verschil tussen beide spanningen berekend, dan ontstaat de karakteristiek B. Door de vertraging van het emmertjes-geheugen aan te passen, kan men het aantal "tanden van de kam" in de filterkarakteristiek aanpassen. Hoe groter de vertraging, hoe meer "tanden" er in de karakteristiek zullen voorkomen.
De werking van een kamfilter is eenvoudig te verklaren. Ieder ingangssignaal, hoe complex ook van vorm, kan ontleed worden in een groot aantal zuiver sinusvormi-

6.5 Emmertjes-geheugens

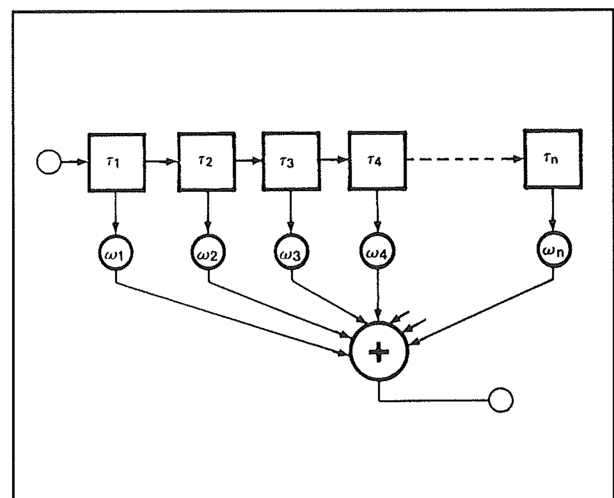
ge spanningen. Bij bepaalde frequenties zorgt de vertraging van het emmertjesgeheugen ervoor dat de sinus aan de uitgang in tegenfase is met de sinus aan de ingang. Als men deze signalen optelt blijft er niets van over! Dergelijke frequenties zullen dus in theorie volledig verzwakt worden in de sommeerversterker.



Figuur 6/6.5-24: Het blokschema van een kamfilter met een emmertjesgeheugen.

Transversaal filter

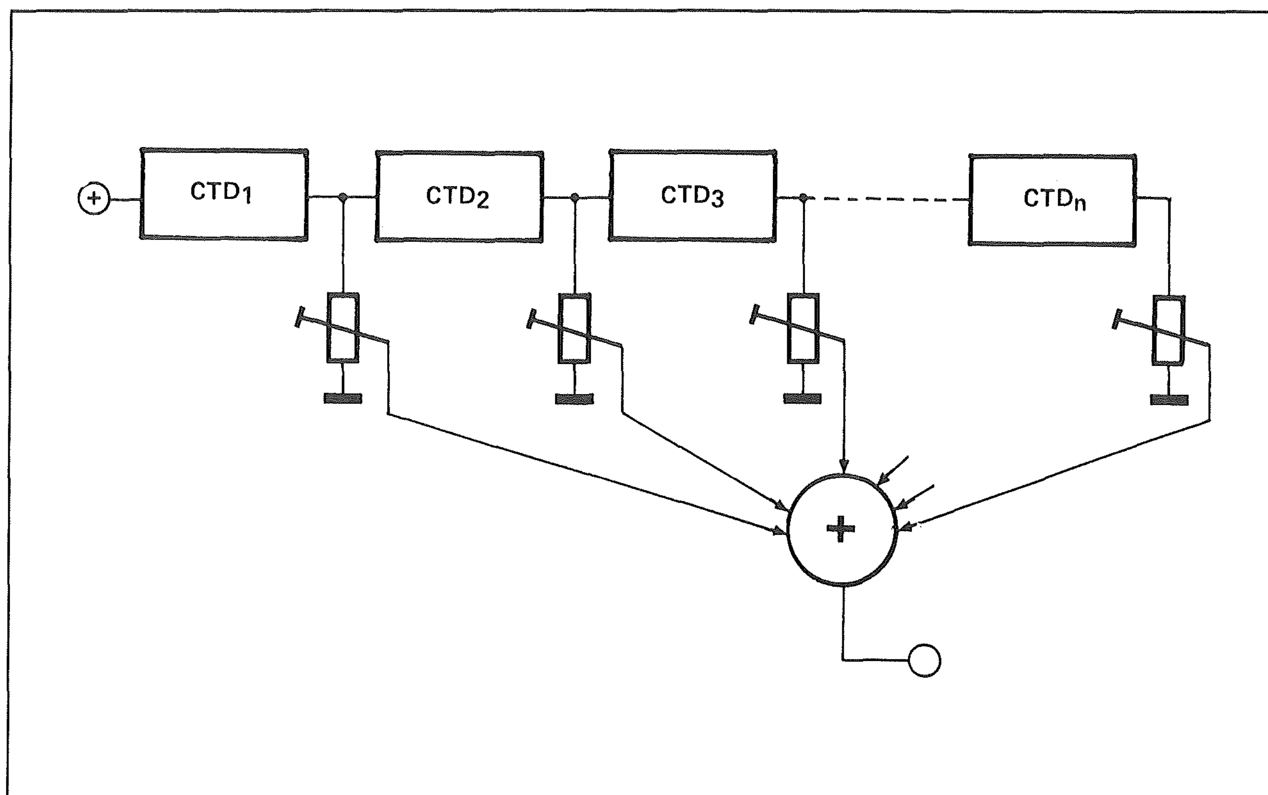
Het transversaal filter is het meest universele filter dat de elektronica heeft kunnen bedenken. Met een dergelijk filter kan men iedere frequentiekarakteristiek nabootsen. Wil men een filter dat alle frequenties boven 20 kHz met 30 dB per decade verzwakt? Een transversaal filter kan de klus klaren! Wil men een heel scherp filter dat alleen 1 kHz doorlaat? Ook dat probleem is op te lossen met een dergelijk filter. Zoals alles dat vrijwel ideaal is, stellen ook transversaal filters nogal wat eisen aan diegenen die het willen toepassen. Op de eerste plaats is het berekenen van een dergelijk filter een klus waar zelfs professionele wiskundigen hun lol mee op kunnen. Op de tweede plaats is de elektronica die noodzakelijk is voor het realiseren ervan uiterst complex. Wie echter genoegen neemt met een frequentiebereik dat alleen het audiogebied bestrijkt, kan transversaal filters samenstellen met emmertjes-geheugens.
De algemene vorm van een transversaal filter is geschetst in figuur 6/6.5-25. Het ingangssignaal, dat door het filter gestuurd moet worden, wordt aangeboden aan een serieschakeling van een aantal analoge vertragingslijnen. De aftakkingen tussen deze lijnen gaan naar een gewogen mengversterker. Dat gewogen duidt er op dat men ieder ingangssignaal van de menger kan verzwakken of versterken.



Figuur 6/6.5-25: De algemene vorm van een transversaal filter.

De factoren τ en ω bepalen volledig de eigenschappen van het filter. τ is een factor, die de vertraging van de vertragingslijnen weergeeft, ω staat voor de "weegfactor", waarmee het signaal aan de mengschakeling wordt toegevoerd.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-26: Een blokschematische opbouw van een transversaal filter met emmertjes-geheugens.

Door aan alle τ's en ω's bepaalde waarden toe te kennen, kan men aan het filter iedere frequentiekarakteristiek geven die men wil. Wie het blokschema van een transversaal filter vergelijkt met dat van een kamfilter (figuur 6/6.5-24) zal vaststellen dat een kamfilter de allereenvoudigste uitvoering van een transversaal filter is.

Door het toepassen van emmertjesgeheugens kan men een LF-uitvoering van een transversaal filter realiseren volgens het schema van figuur 6/6.5-26. CTD_1 tot en met CTD_n zijn identieke schakelingen, die ieder een emmertjesgeheugen met bijbehorende schakelingen bevatten. Natuurlijk moeten de oscillatoren, die de twee kloksignalen genereren, een instelbare frequentie hebben. De uitgangen gaan naar potentiometers, waarvan de lopers naar een eenvoudige mengschakeling gaan.

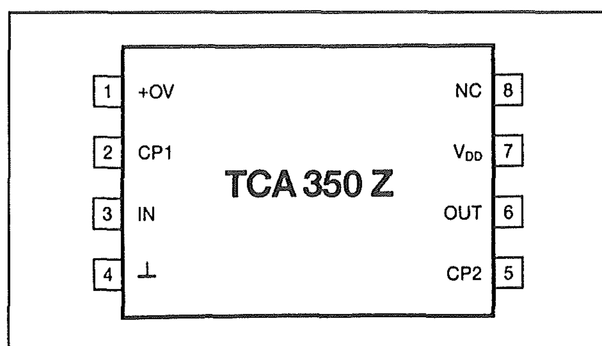
Eigenschappen van de bekendste typen

Inleiding

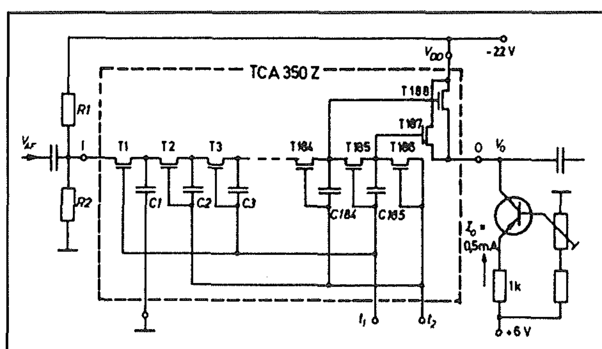
Een aantal fabrikanten heeft zich gespecialiseerd in de productie van emmertjesgeheugens. De belangrijkste hiervan zijn Philips en Reticon. De TDA-typen van Philips en de SAD-exemplaren van Reticon worden het vaakst toegepast in allerlei zelfbouwschakelingen. Iets minder bekend zijn de MN-typen, die door diverse Japanse IC-fabrikanten op de markt worden gebracht. In de volgende paragraafjes

6.5 Emmertjes-geheugens

worden de bekendste typen besproken. Opgemerkt moet worden dat de meeste typen niet meer in productie zijn. De TDA1097 van Philips is echter nog steeds goed leverbaar voor een prijs van ongeveer *f* 25,00.



Figuur 6/6.5-27: De aansluitgegevens van de TCA350Z.



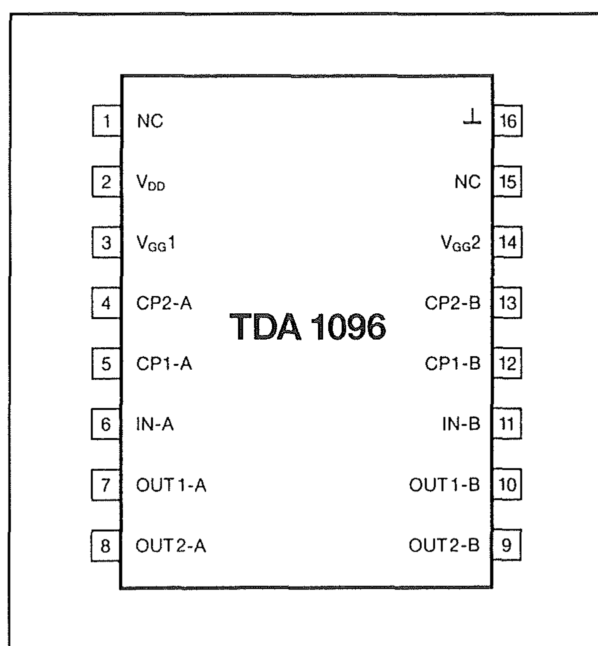
Figuur 6/6.5-28: Het intern blokschema en de externe schakeling van de TCA350Z.

De TCA350Z van ITT, 1 x 185 cellen

Ook ITT heeft zich gewaagd aan de ontwikkeling van een emmertjes-geheugen. De TCA350Z is een eenvoudige vertragingslijn, samengesteld uit slechts 185 cellen. Iedere cel is samengesteld uit een schakel-FET en een kleine condensator. De schakeling moet gevoed worden met een negatieve spanning van maximaal -22 V op pen 7. De ingang (pen 3) moet ingesteld worden op een spanning van ongeveer -6 V. De uitgang is een stroomsink: er moet een stroom van ongeveer 0,5 mA naar de uitgangspen van het IC gestuurd worden. De maximale klokfrequentie bedraagt 250 kHz. De aansluitgegevens van de DIL-8 behuizing zijn getekend in figuur 6/6.5-27, het intern blokschema en de minimaal noodzakelijke externe schakeling in figuur 6/6.5-28.

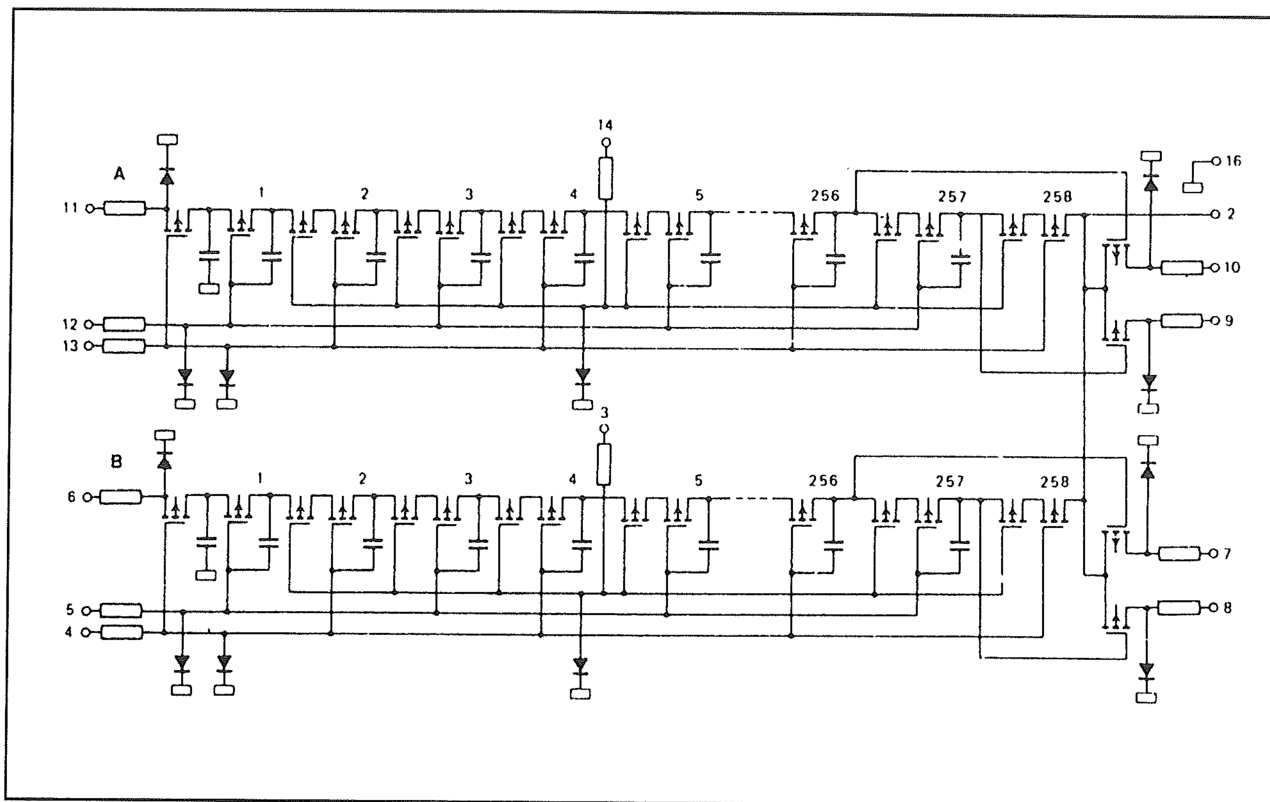
De TDA1096 van Philips, 2 x 256 cellen

Deze vertragingslijn van Philips bestaat uit twee identieke secties van ieder 256 cellen. Iedere sectie heeft afzonderlijk symmetrische klokingangen en ingebouwde mengweerstanden aan de twee uitgangen. De klokfrequentie moet begrensd worden tussen 5 kHz en 500 kHz. De aansluitgegevens van dit IC zijn samengevat in figuur 6/6.5-29, het intern schema staat in figuur 6/6.5-30.

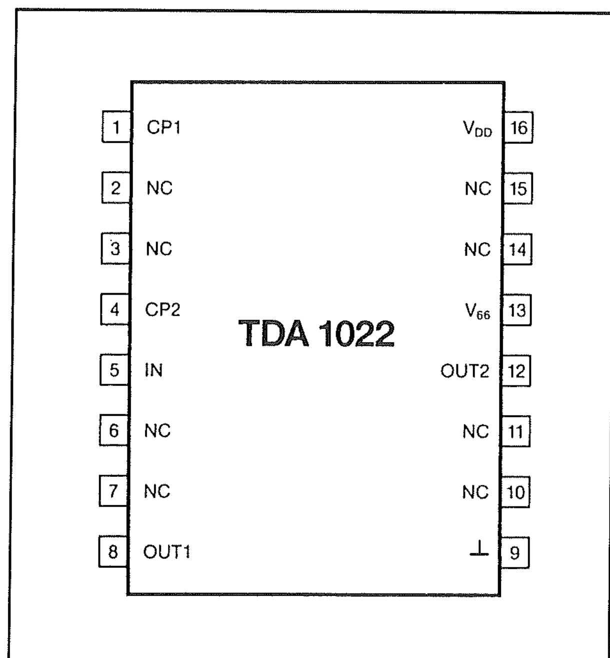


Figuur 6/6.5-29: De aansluitgegevens van de TDA1096.

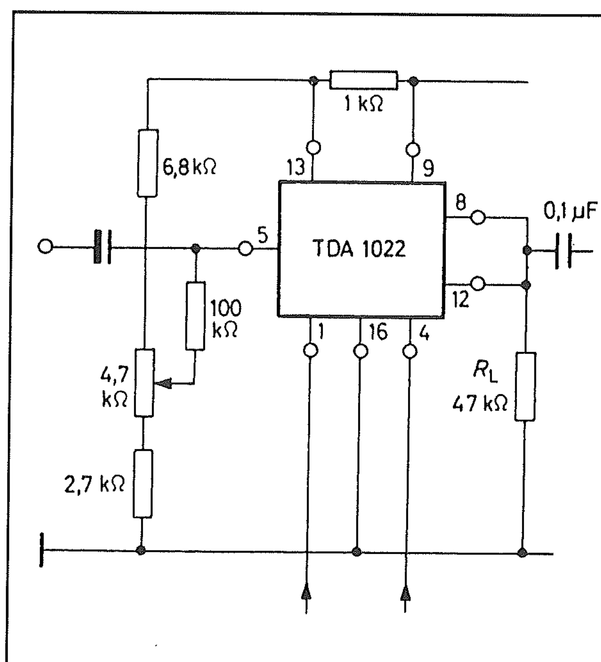
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-30: Het intern blokschema van de TDA1096.



Figuur 6/6.5-31: De aansluitgegevens van de TDA1022.



Figuur 6/6.5-32: De minimaal noodzakelijke externe schakeling rond de TDA1022.

6.5 Emmertjes-geheugens

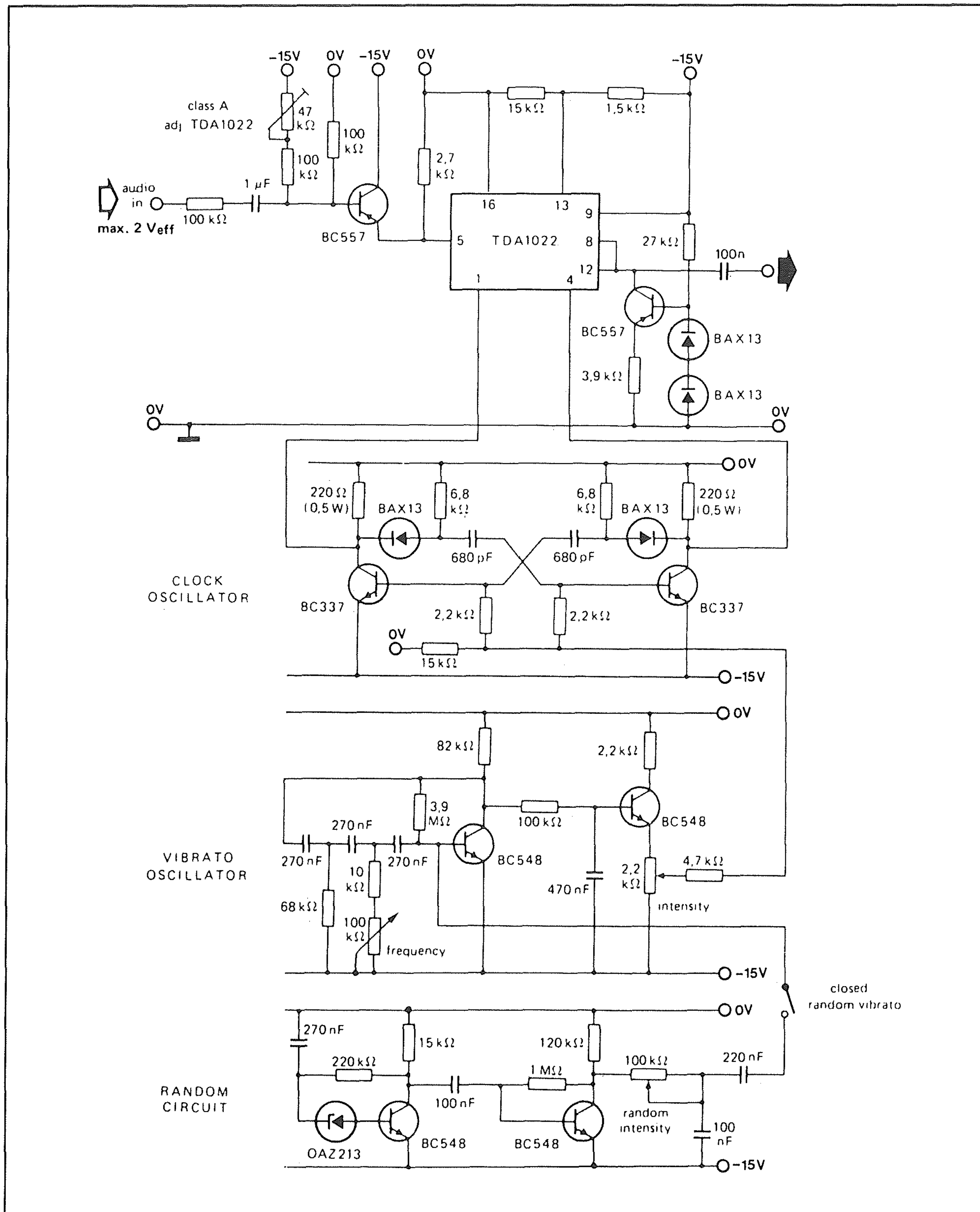
De TDA1022 van Philips, 1 x 512 cellen

Deze vertragingslijn is uitgevoerd in P-channel MOSFET-technologie en wordt gevoed uit een maximale voedingsspanning van -15 V. De twee uitgangen op de pennen 8 en 12 kunnen parallel worden geschakeld op een weerstand die naar de massa gaat. Het uitfilteren van de klok gebeurt dan in die weerstand. Het IC is ondergebracht in een DIL-16 behuizing, waarvan de aansluitgegevens zijn voorgesteld in figuur 6/6.5-31. De minimaal noodzakelijke externe schakeling rond dit IC is getekend in figuur 6/6.5-32.
In figuur 6/6.5-33 is een door Elektuur ontworpen praktische schakeling rond de TDA1022 getekend. Deze schakeling is een effectmenger voor chorus, phasing en vibrator. Uiteraard moet de klokoscillator dan onder de vorm van een VCO zijn uitgevoerd. Deze schakeling is op een heel erg traditionele manier opgebouwd rond twee transistoren, geschakeld als astabiele multivibrator. De grootte van de frequentie wordt in eerste instantie bepaald door de waarde van de condensatoren van 680 pF. De basissen zijn echter aangesloten op een stuurspanning, die in belangrijke mate bepaalt hoe snel de twee transistoren naar verzadiging worden gestuurd. Op deze manier kan men op een heel eenvoudige manier de waarde van de uitgangsfrequentie regelen. De VCO wordt gestuurd door een eenvoudige sinusoscillator (vibrato oscillator), die op de traditionele manier is samengesteld uit twee transistoren en drie RC-netwerkjes, die voor de noodzakelijke 180° fasedraaiïng zorgen. Met de potentiometer van 100 kHz kan de frequentie van deze oscillator ingesteld worden tussen 0,5 Hz en 7 Hz. Voor het chorus-effect heeft men natuurlijk een toevalsgenerator nodig. Ook hiervoor wordt een transistorschakeling ingehuurd. De zenerdiode OAZ213 wordt gebruikt als ruisbron. Het uitgangssignaal wordt versterkt door de tweede transistor en via een RC-kringetje in bandbreedte beperkt. Nadien wordt dit signaal via de schakelaar aangeboden aan de sinusoscillator. Hierdoor gaat de frequentie van deze generator volledig willekeurig variëren tussen 0,5 Hz en 7 Hz.

De SAD512D van Reticon, 1 x 512 cellen

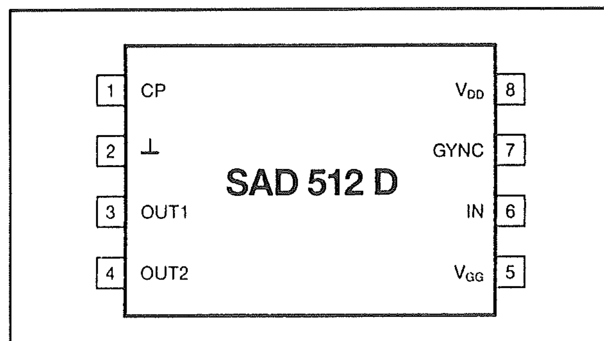
Een vaak toegepast IC van Reticon, samengesteld met N-channel MOSFET's. Dit emmertjes-geheugen heeft een enkelvoudige TTL-compatibele klokingang, die intern een flip-flop stuurt. Daarnaast is echter ook een SYNC-ingang aanwezig, die gebruikt kan worden als men meerdere identieke schakelingen in serie zet. Op deze parallel geschakelde SYNC's moet dan een symmetrische blokgolf worden aangelegd met een amplitude van 5 V. De normale klokingang blijft dan open. Gebruikt men de SYNC niet, dan moet deze aansluiting met de massa verbonden worden.
Voor ingangsspanningen onder 500 mV effectief blijft de totale vervorming van de schakeling onder 1 %. Boven deze waarde neemt de vervorming echter heel snel toe, zodat men er steeds voor moet zorgen dat de ingangsspanning niet groter dan een halve volt kan worden. Bij gebruik van een 100 kHz kloksignaal en filters met afsnijfrequenties van 20 kHz bedraagt de signaal/ruis-afstand meer dan 70 dB. Dit is een heel erg hoge waarde, die nog verbeterd kan worden door de schakeling op te nemen in een compander. De maximale signaalfrequentie bedraagt 300 kHz, terwijl de klok tot 1,5 MHz gepulst kan worden.

6.5 Emmertjes-geheugens

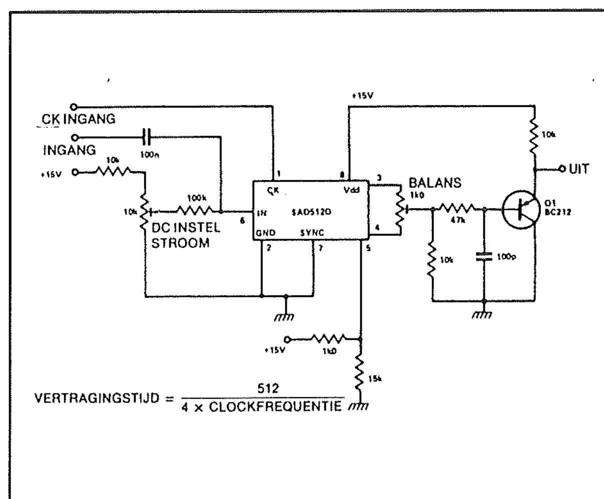


Figuur 6/6.5-33: Een praktische toepassing rond de TDA1022 van Philips *(Elektuur)*.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-34: De aansluitgegevens van de SAD512D.



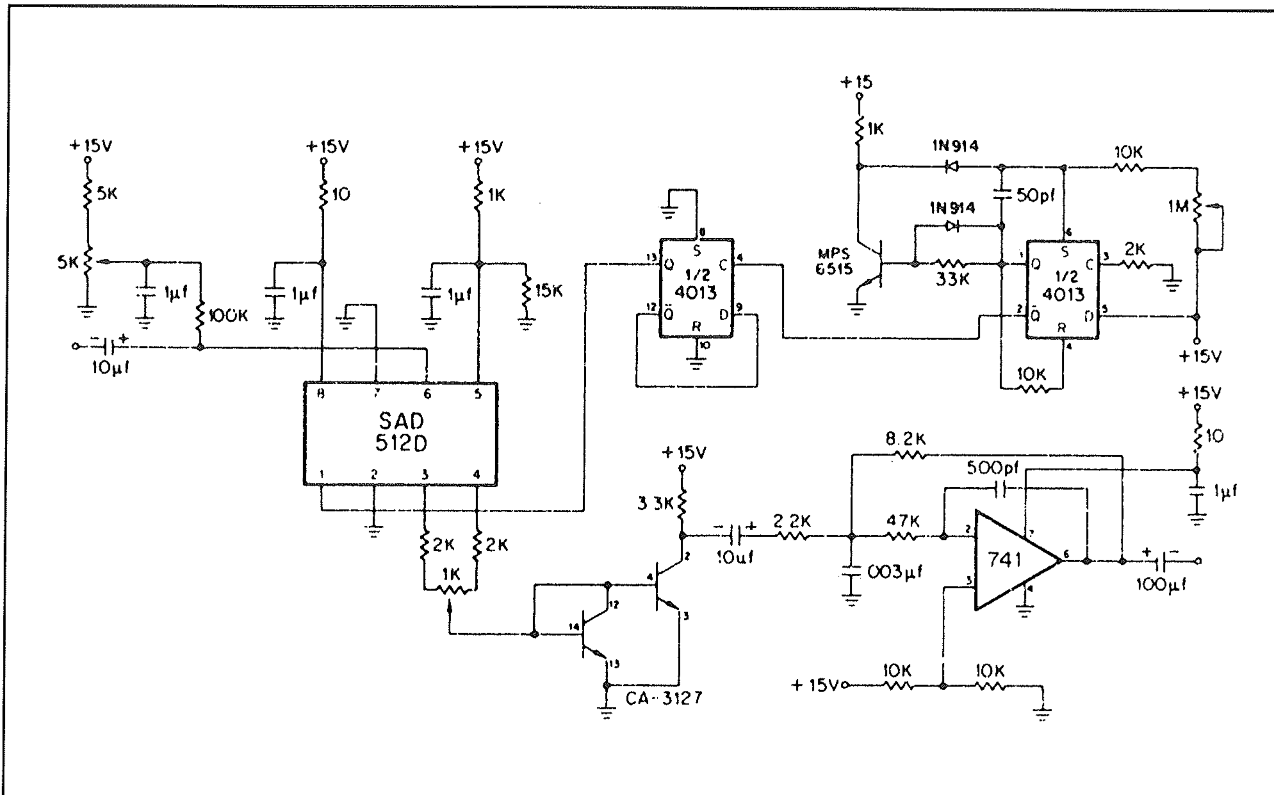
Figuur 6/6.5-35: De minimale externe bedrading rond de SAD512D.

De klokingang heeft een ingangscapaciteit van slechts 8 pF, zodat de klokoscillator vrij eenvoudig van opzet kan zijn. De maximale voedingsspanning bedraagt +17 V. Op pen 5 moet de instelspanning V_{GG} worden aangesloten, die ongeveer één volt lager is dan de voedingsspanning. De SAD512D is ondergebracht in een DIL-8 behuizing, waarvan de aansluitgegevens zijn voorgesteld in figuur 6/6.5-34.
In figuur 6/6.5-35 is de minimale externe bedrading rond de SAD512D getekend. De ingang moet ingesteld worden op een bepaalde spanning om de MOSFET's in het midden van hun lineair bereik in te stellen. Het ingangssignaal wordt capacitief op deze instelspanning gesuperponeerd. De twee uitgangen worden op de gebruikelijke manier via een instelpotentiometertje verbonden met de uitgangsschakeling. In het getekende voorbeeld wordt de uitgang afgesloten met een eenvoudige emittervolger Q1.
In figuur 6/6.5-36 is een praktische voorbeeldschakeling rond de SAD512D getekend. Het betreft een nagalmschakeling met een maximale vertraging van 50 ms. De klokgenerator is opgebouwd rond de twee flip-flop's van een CD4013B. Dank zij de lage capacitieve impedantie van de ingang is dit zonder meer mogelijk. De frequentie van de generator is met de potentiometer van 1 MΩ instelbaar tussen 20 kHz en 200 kHz. De uitgang van het emmertjes-geheugen gaat naar een laagdoorlaat filter met een afsnijfrequentie van 25 kHz.

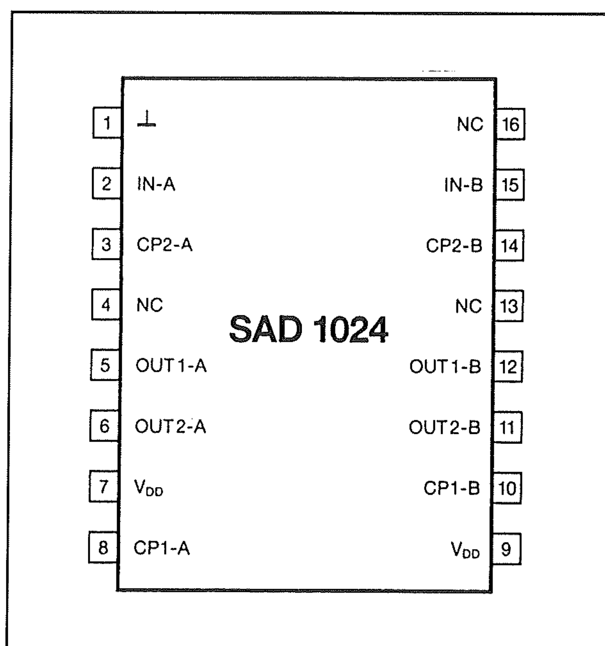
De SAD1024 van Reticon, 2 x 512 cellen

De SAD1024 is de "stereo"-versie van de SAD512D. Dit IC bevat dus twee ketens van 512 cellen. Hoewel de interne struktuur identiek is, is er toch één fundamenteel verschil. De SAD1024 heeft geen interne flip-flop's, zodat er twee klokingangen per sektie aanwezig zijn en men met symmetrische kloksignalen moet sturen.
In figuur 6/6.5-37 zijn de aansluitgegevens van de DIL-16 behuizing getekend.
In figuur 6/6.5-38 is een praktische schakeling rond één sectie van de SAD1024 getekend. Het ingangsfilter is opgebouwd rond een operationele versterker van het type 741. De afsnijfrequentie van deze schakeling is met behulp van de potentiometer van 100 kΩ instelbaar tussen 1 kHz en 20 kHz.

6.5 Emmertjes-geheugens



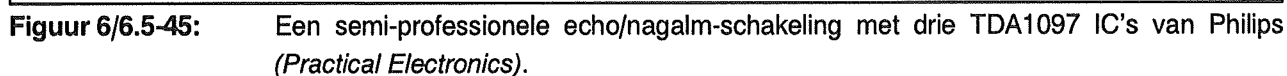
Figuur 6/6.5-36: Een nagalmschakeling met een SAD512D.



Figuur 6/6.5-37: De aansluitgegevens van de SAD1024.

De instelspanning van het emmertjes-geheugen wordt opgewekt door de positieve ingang van de op-amp aan een spanning te leggen die instelbaar is met de potentiometer van 1 kΩ. Het uitgangsfilter is samengesteld rond een 741 en heeft een vaste afsnijfrequentie van 20 kHz. Het uitgangssignaal van de schakeling wordt via de loper van de uitgangspotentiometer van 50 kΩ terug gekoppeld naar de ingang.
Hierdoor wordt het vertraagde signaal weer aan de ingang aangeboden, zodat het ingangssignaal diverse malen wordt vertraagd.
De tweede helft van de SAD1024 kan op dezelfde manier geschakeld worden, zodat men met één IC een eenvoudige stereo-nagalm kan opbouwen.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-45: Een semi-professionele echo/nagalm-schakeling met drie TDA1097 IC's van Philips *(Practical Electronics)*.

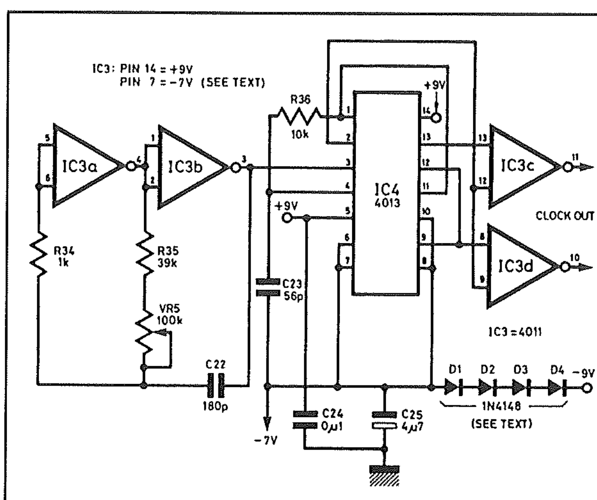
6.5 Emmertjes-geheugens

Iedere uitgang gaat naar een elektronische schakelaar (IC8) en worden via de mengweerstanden R47, R49 en R51 aangeboden aan de ingang van het uitgangsfilter IC2c. Op deze manier kan men op een heel eenvoudige manier meervoudige echo nabootsen. Het volstaat meer dan een van de schakelaars S1, S2 en S3 te sluiten om twee of drie echo's te verkrijgen. Het uitgangsfilter bestaat uit een vierde orde laagdoorlaat filter, opgebouwd rond de operationele versterkers IC2c en IC2d. Dit heeft een bandbreedte van 4,5 kHz. Deze waarde wordt bepaald door de condensatoren C10, C11, C13 en C14. Het uitgangssignaal van het filter gaat via de "ECHO"-potentiometer VR3 rechtstreeks naar de uitgangsmengers IVC1c en IC1d. Sluit men de vierde elektronische schakelaar IC8d, dan gaat het uitgangssignaal van het filter ook naar de "REVERB"-potentiometer VR4. Het signaal op de loper wordt teruggekoppeld naar de ingang van de vertragingsschakeling, waardoor het nagalmeffect ontstaat. De klokoscillator van deze schakeling is getekend in figuur 6/6.5-46. IC3 is een CD4011, waarvan de twee eerste poorten worden gebruikt als astabiele multivibrator. De frequentie van deze schakeling is instelbaar met de potentiometer VR5. Om de symmetrische kloksignalen te verkrijgen wordt een flip-flop van het type CD4013 achter geschakeld. De twee uitgangen sturen via de buffers IC3c en IC3d de klokingangen van de drie emmertjesgeheugens.

Het frequentiebereik van de klok loopt van 12 kHz tot 36 kHz, zodat, afhankelijk van de stand van de schakelaars S1, S2 en S3, vertragingstijden van:

- 22 ms tot 67 ms;
- 44 ms tot 134 ms;
- 66 ms tot 201 ms;

instelbaar zijn. Door meer dan een schakelaar te sluiten ontstaan gecombineerde echo's.



Figuur 6/6.5-46: De klokgenerator die hoort bij het schema van figuur 6/6.5-45 *(Practical Electronics)*.

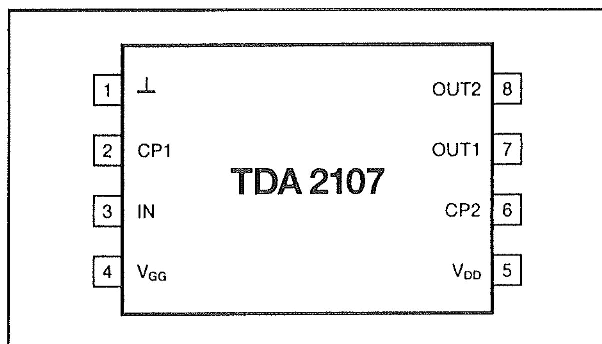
De TDA210x-serie van Philips

Philips heeft een tweede-generatie serie emmertjes-geheugens ontwikkeld, die bestaat uit drie leden:

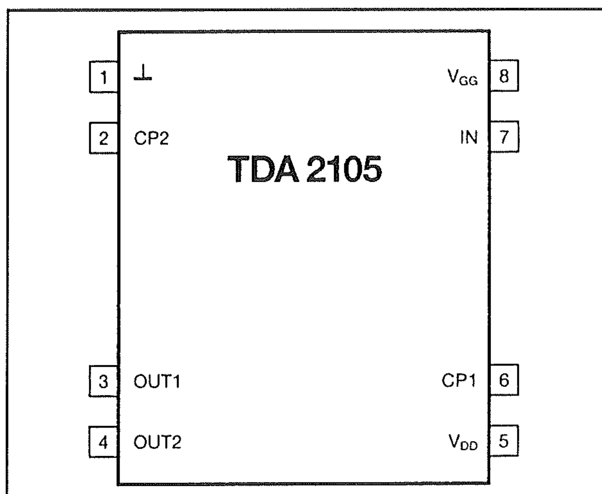
- TDA2105: 1 x 4.096 cellen;
- TDA2108: 1 x 2.048 cellen;
- TDA2107: 1 x 1.024 cellen.

De drie schakelingen zijn ontworpen volgens dezelfde technologie, namelijk met P-channel tetrode-MOS transistoren, hetgeen garant staat voor een vrijwel ideale ladingsoverdracht van cel naar cel en een verwaarloosbare verzwakking tussen de in- en de uitgang. Alle drie de schakelingen zitten in een DIL-8 behuizing, hoewel men voor de 2105 en 2108 gekozen heeft voor een DIL-14 behuizing, waaraan zes pennetjes ontbreken. De aansluitgegevens van de "echte" DIL-8 van de TDA2107 zij getekend in figuur 6/6.5-47, die van de twee overige IC's in figuur 6/6.5-48.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-47: De aansluitgegevens van de echte DIL-8 van de TDA2107.



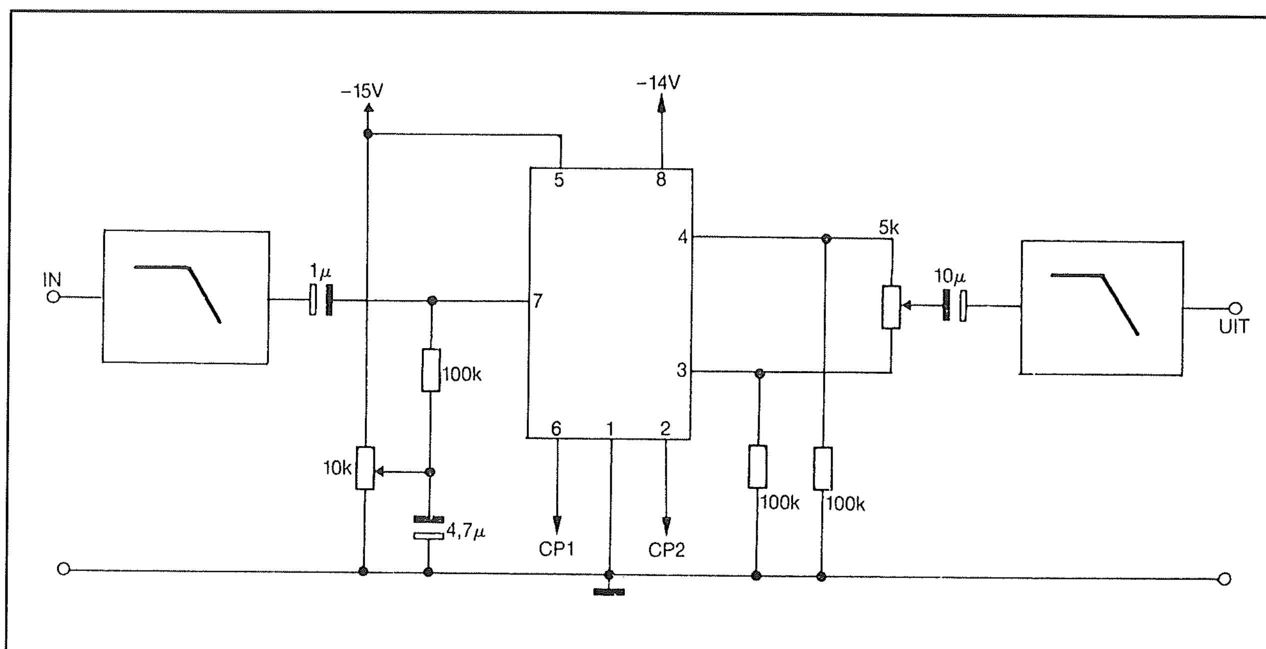
Figuur 6/6.5-48: De aansluitgegevens van de "valse" DIL-8 van de TDA2105 en TDA2108.

De voor de drie uitvoeringen van deze familie geldende algemene gegevens kunnen als volgt worden samengevat:
- voedingsspanning V_{DD}: -15 V max.
- instelspanning V_{GG}: V_{DD} + 1 V
- klokfrequentie: 10 kHz tot 100 kHz
- vertragingstijden:
  TDA2107: 5,12 ms tot 51,2 ms
  TDA2108: 10,24 ms tot 102,4 ms
  TDA2105: 20,48 ms tot 204,8 ms
- capacitieve belasting klok:
  TDA2107: 700 pF
  TDA2108: 1.400 pF
  TDA2105: 2.800 pF
- ingangsspanning: 1,5 V_{eff}
- ingangsfrequentie: 12 kHz
- harmonische vervorming:
  TDA2107: 0,5 % typisch
  TDA2108: 0,5 % typisch
  TDA2105: 1,0 % typisch
- ruisspanning op de uitgang:
  TDA2107: 0,30 mV_{eff}
  TDA2108: 0,30 mV_{eff}
  TDA2105: 0,40 mV_{eff}
- signaal/ruis-afstand:
  TDA2107: 80 dB
  TDA2108: 78 dB
  TDA2105: 75 dB

In figuur 6/6.5-49 zijn de basisinstellingen rond de leden van de TDA210x-familie getekend. De V_{GG}-pen moet ingesteld worden op een spanning die één volt positiever is dan de (negatieve) voedingsspanning. Ook de analoge ingang moet ingesteld worden, waarvoor gebruik kan worden gemaakt van een instelpotentiometer tussen de massa en de negatieve voeding, waarvan de loper via een weerstand van 100 kΩ met de ingang wordt verbonden. Het ingangssignaal moet dan capacitief worden gesuperponeerd op deze instelspanning. De twee uitgangen moeten met weerstandjes worden verbonden met de massa en bovendien aangesloten op een instelpotentiometer. De loper kan dan capacitief worden uitgekoppeld naar de volgende schakeling.

In figuur 6/6.5-50 is een schema getekend van een nagalmschakeling, waarin drie stuks TDA2108 worden toegepast. In deze schakeling, ontworpen voor "Electronic's Top International", wordt gebruik gemaakt van een compander om de signaal/ruis-verhouding en de uitsturing te verbeteren. Bovendien zijn twee van de drie eenheden voorzien van een terugkoppeling, waardoor zij op zichzelf al meerdere vertragingstijden genereren.

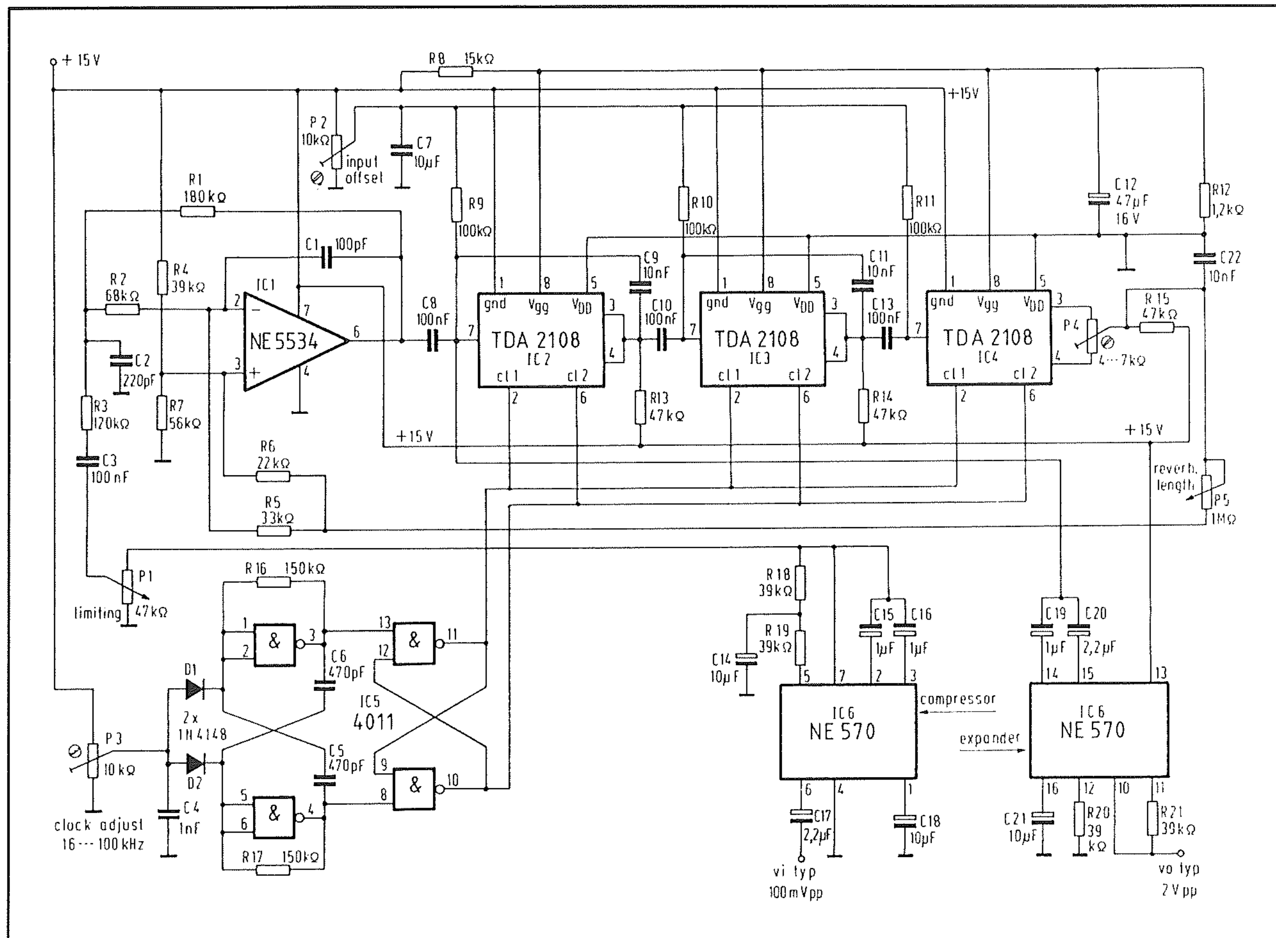
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-49: De basisschakeling rond de leden van Philips' TDA210x-familie.

Deze terugkoppeling is zuiver capacitief en wordt verzorgd door de condensatoren C9 en C11.
Het analoge ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan een NE570, die geschakeld is als compressor. Het uitgangssignaal gaat naar de potentiometer P1 en vandaar naar de ingang van het ingangsfilter. Dit is van de tweede orde en is zo gedimensioneerd, dat het ingangssignaal ook nog iets versterkt wordt. De gebruikte operationele versterker NE5534 is een speciaal ruisarm exemplaar, maar kan eventueel vervangen worden door een gewone 741. De uitgang van het filter gaat via de scheidingscondensator C8 naar de ingang van de eerste vertrager. De drie vertragers worden op hun ingangen gemeenschappelijk ingesteld via de potentiometer P2. Zoals gebruikelijk bij het in serie schakelen van emmertjes-geheugens worden beide uitgangen rechtstreeks met elkaar doorverbonden en capacitief aan de ingang van de volgende vertrager aangeboden. Alleen de uitgangen van de laatste vertrager worden aan de potentiometer P4 aangeboden, hetgeen de mogelijkheid biedt de resten van het kloksignaal volledig weg te filteren. De uitgang van de laatste TDA2108 gaat via de potentiometer P5 terug naar de ingang van de schakeling. Hierdoor ontstaat de overall terugkoppeling. Merk op dat, in tegenstelling tot vele andere ontwerpen, de terugkoppeling niet via het filter verloopt! Dit heeft als voordeel dat ook het n^{de} ronddraaiende signaal nog steeds dezelfde bandbreedte heeft als het origineel signaal. De combinatie van alle vertraagde signalen wordt afgenomen van ***de ingang*** van de eerste TDA2108. Via de condensatoren C19 en C20 wordt dit signaal aangeboden aan de ingang van de tweede NE570, die geschakeld is als expander.
De klokoscillator is ook hier uitgevoerd met twee poorten van een CD4011B. De frequentie wordt ingesteld met de potentiometer P3.

6.5 Emmertjes-geheugens



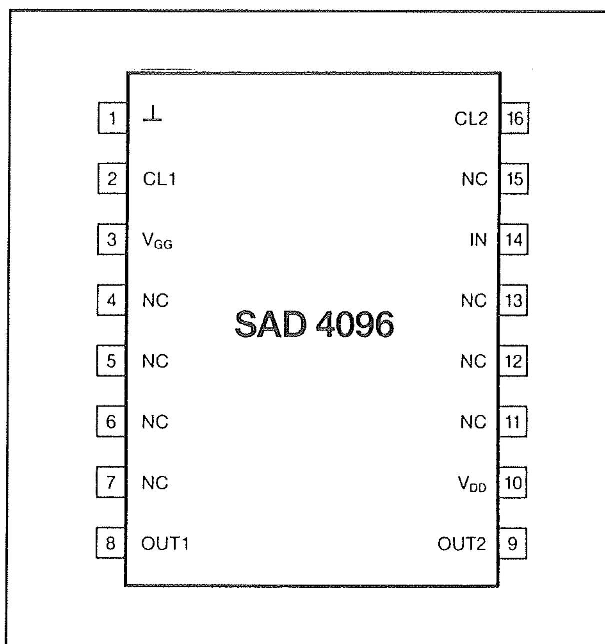
Figuur 6/6.5-50: Een nagalmschakeling met drie TDA2108 IC's en twee NE570 IC's die als compander worden gebruikt *(Electronic's Top International)*.

De uitgangspulsen van beide poorten gaan naar een eenvoudige flip-flop en sturen vandaar rechtstreeks de klokingangen van de drie emmertjes-geheugens.
Uiteraard kunnen, als behoefte bestaat aan kortere of langere nagalmtijden, de TDA2108's vervangen worden door de goedkopere TDA2107 of de duurdere TDA2105.

De SAD4096 van Reticon, 1 x 4.096 cellen

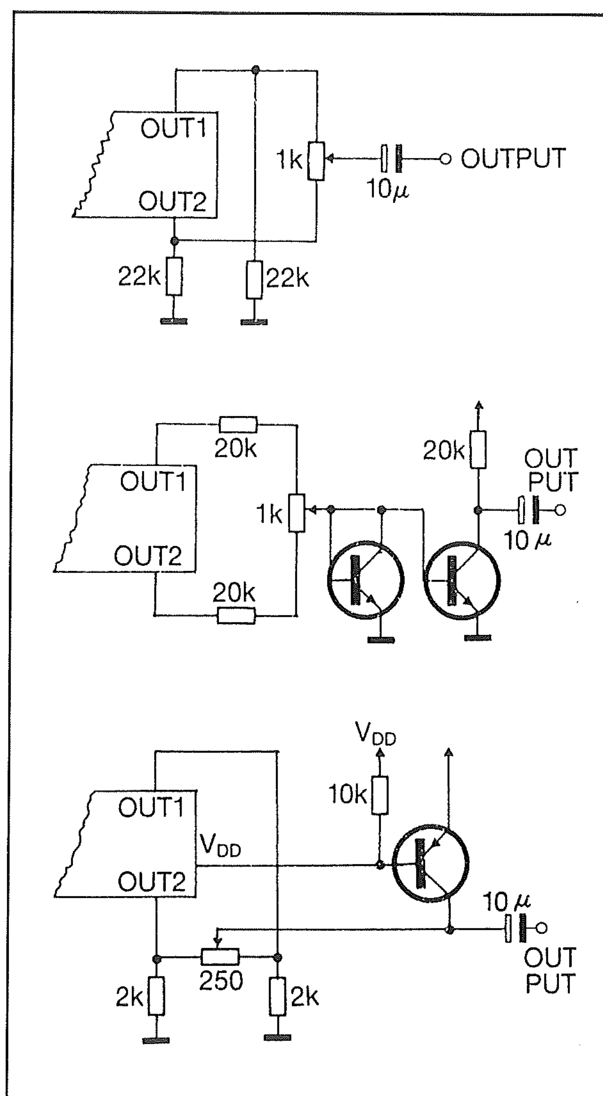
Ook Reticon heeft een type op de markt gebracht met 4.096 cellen. Dat is de SAD4096, een IC dat zeer populair is geweest. Dit IC wordt gekenmerkt door een zeer groot klokbereik, namelijk van 8 kHz tot 1 MHz. Hierdoor zijn vertragingen tussen 2 ms en 250 ms realiseerbaar. De capacitieve belasting van de twee klokingangen bedraagt ongeveer 1.000 pF. De maximale voedingsspanning V_{DD} bedraagt +18 V, terwijl de biasspanning V_{GG} weer een volt lager moet zijn. De ingangen moeten op een instelspanning worden afgeregeld, die ergens tussen 0,3 V en 6,0 V ligt. De maximale ingangsspanning bedraagt 2 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$, de maximale signaal/ruis-verhouding 70 dB. De SAD4096 is ondergebracht in een DIL-16 behuizing, waarvan de aansluitgegevens zijn weergegeven in figuur 6/6.5-51.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-51: De aansluitgegevens van de SAD4096.

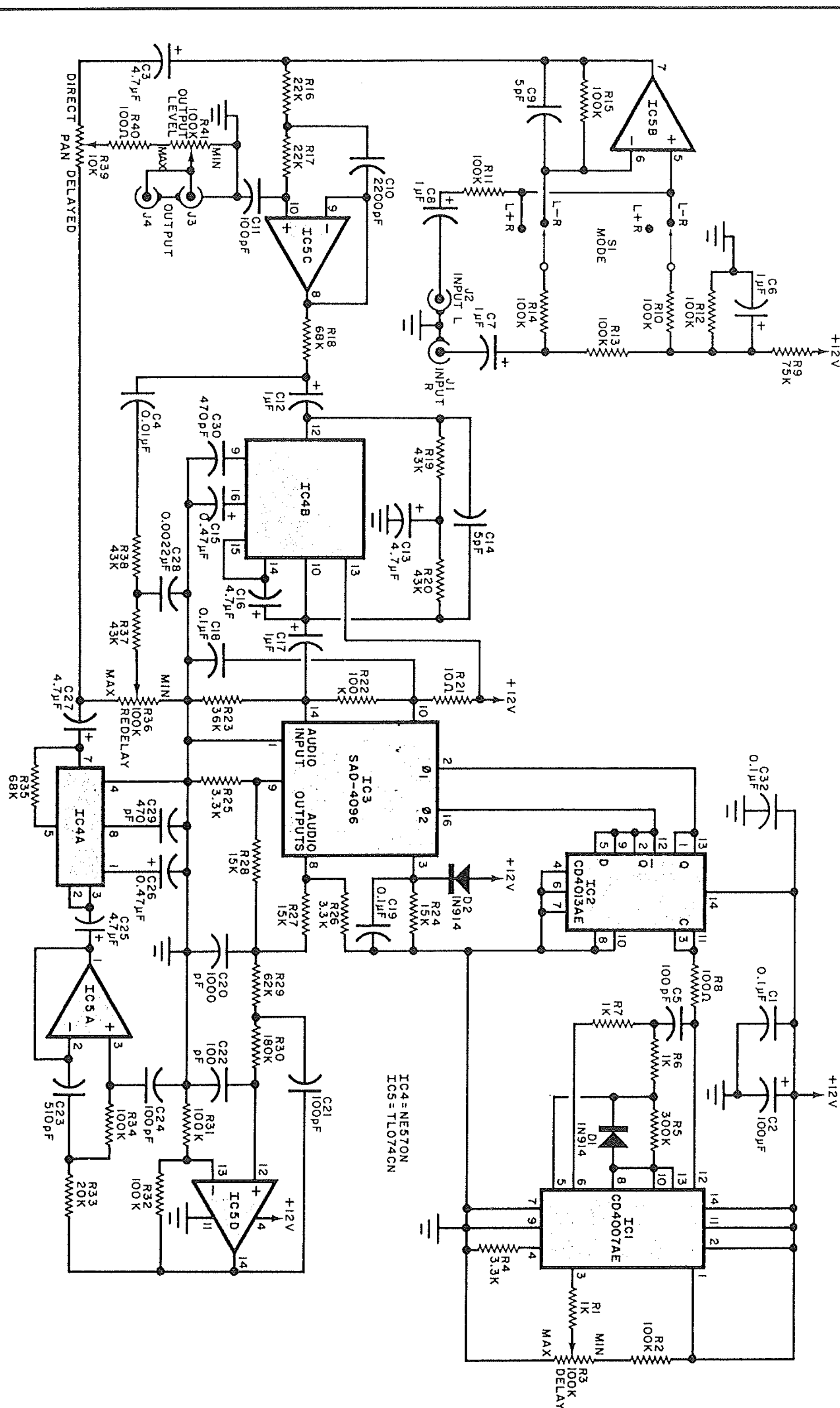
Zoals gebruikelijk zijn er twee uitgangen aanwezig. De fabrikant adviseert verschillende uitgangsconfiguraties om het nuttige signaal uit de kloksignalen te bevrijden. Deze zijn samengevat in figuur 6/6.5-52. De bovenste schakeling is de reeds vaak toegepaste oplossing, waarbij de twee uitgangen op een instelpotentiometer worden aangesloten en de loper wordt afgeregeld tot alle restanten van de kloksignalen uit de uitgang verdwenen zijn. Het nadeel van deze schakeling is dat zij een hoge uitgangsimpedantie heeft en een signaalverzwakking oplevert. De middelste schakeling heeft als voordeel dat de mengschakeling beter is, doordat er een laag-impedante kring naar de massa bestaat via de als diode geschakelde transistor. Door het toevoegen van de tweede transistor kan de schakeling een kleine signaalversterking opleveren met bovendien een zeer lage uitgangsimpedantie. De onderste schakeling wordt geadviseerd.



Figuur 6/6.5-52: Drie manieren om de twee uitgangen van een SAD4096 te sommeren.

Deze schakeling heeft een uitstekend frequentiebereik en een zeer lage uitgangsimpedantie.
In figuur 6/6.5-53 is een praktische schakeling rond de SAD4096 gegeven, ontworpen voor “Popular Electronics”. Ook nu wordt slechts één vertraging toegepast in een stereo-systeem. Wel is er een handigheid ingebouwd, namelijk een omschakelaar waarbij men kan omschakelen tussen R+L en R-L.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-53: Een praktische schakeling rond de SAD4096 van Reticon *(Popular Electronics)*.

6.5 Emmertjes-geheugens

In het eerste geval worden beide ingangssignalen gemengd alvorens er de vertraging op los te laten. Deze stand is ideaal voor het toepassen van nagalm op stereofonische muziek. In de andere stand wordt het verschil tussen beide kanalen berekend en dan nadien vertraagd. Deze stand is ideaal voor het toepassen van nagalm op signalen waarin weinig stereo-informatie zit, zoals een nieuwsspreker die centraal tussen beide kanalen zit. Beide bewerkingen worden gerealiseerd in één operationele versterker, namelijk IC5B, een TL074CN van Texas Instruments. Nadien gaat het signaal naar IC5C, een tweede orde laagdoorlaat filter met aan afsnijfrequentie van 15 kHz. IC4 is een NE570A, een compander. IC4A is geschakeld als compressor en zorgt voor een dynamiekreductie van 1/2. Nadien gaat het signaal naar de ingang van de SAD4096. Het vertraagde signaal wordt uitgekoppeld via de resistieve menger R27/R28 en doorloopt dan een vijfde orde laagdoorlaat filter. Dit bestaat uit een passief eerste orde filter met C20 en nadien twee actieve tweede orde filters rond de op-amp's IC5D en IC5A. Via de condensator C25 wordt het vertraagde signaal aangeboden aan de ingang van de tweede sectie in de NE570N, waar het over een factor 2/1 wordt geëxpandeerd. Het uitgangssignaal op pen 7 van IC4A gaat enerzijds naar de "REDELAY" potentiometer R36, waar een deel ervan wordt teruggekoppeld naar de ingang van de compressor en anderzijds naar de "PA" potentiometer R39. Omdat het andere uiteinde van deze potentiometer is aangesloten op het onvertraagde signaal, staat op de loper een menging van vertraagd en niet vertraagd signaal ter beschikking. Dit signaal gaat naar de "OUTPUT LEVEL" potentiometer R41 en vandaar naar de uitgang.

De klokgenerator bestaat uit een VCO van het type CD4007AE, waarvan de frequentie afhankelijk is van de gelijkspanning op pen 3. De uitgang van deze VCO stuurt een flip-flop van het type CD4013AE. De twee uitgangen sturen rechtstreeks de klokingangen van de SAD4096.

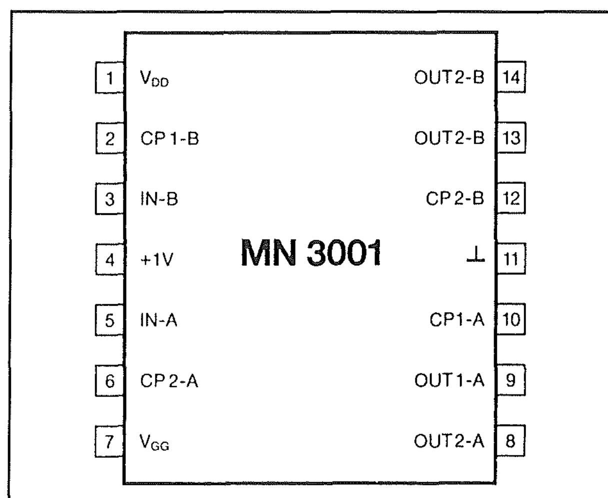
De MN30xx-serie

Deze Japanse serie, die door diverse fabrikanten op de markt wordt gebracht, bestaat uit drie typen:

- MN3001: 2 x 512 cellen;
- MN3004: 1 x 512 cellen;
- MN3011: 1 x 3.328 cellen.

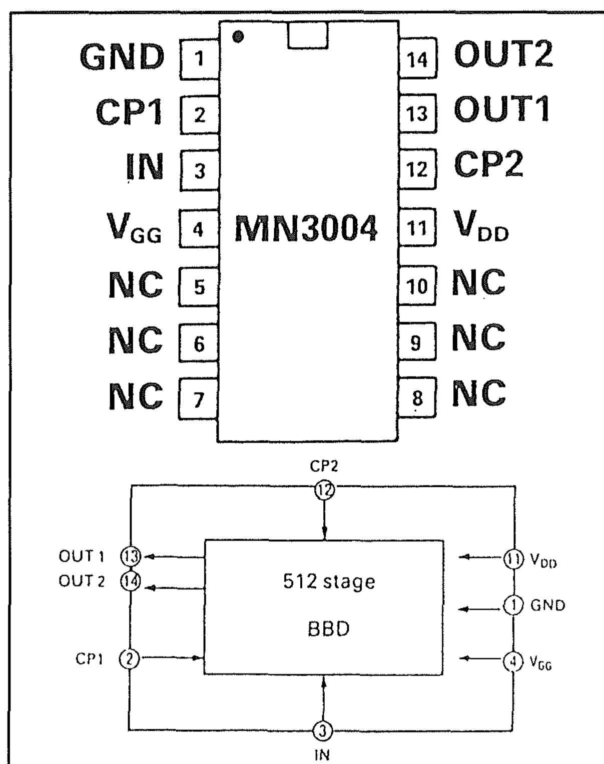
De MN3001 is een standaard schakeling, die wat werking betreft volledig vergelijkbaar is met de reeds besproken SAD1024 of TDA2110. Ook nu is er een biasingang V_{GG} aanwezig, die één volt lager moet worden ingesteld dan de voedingsspanning.

De aansluitgegevens van de DIL-14 behuizing zijn getekend in figuur 6/6.5-54. Ook de MN3004 wijkt weinig af van de besproken schakelingen. De aansluitgegevens en het intern blokschema van deze schakeling zijn samengevat in figuur 6/6.5-55.



Figuur 6/6.5-54: De aansluitgegevens van de MN3001.

6.5 Emmertjes-geheugens

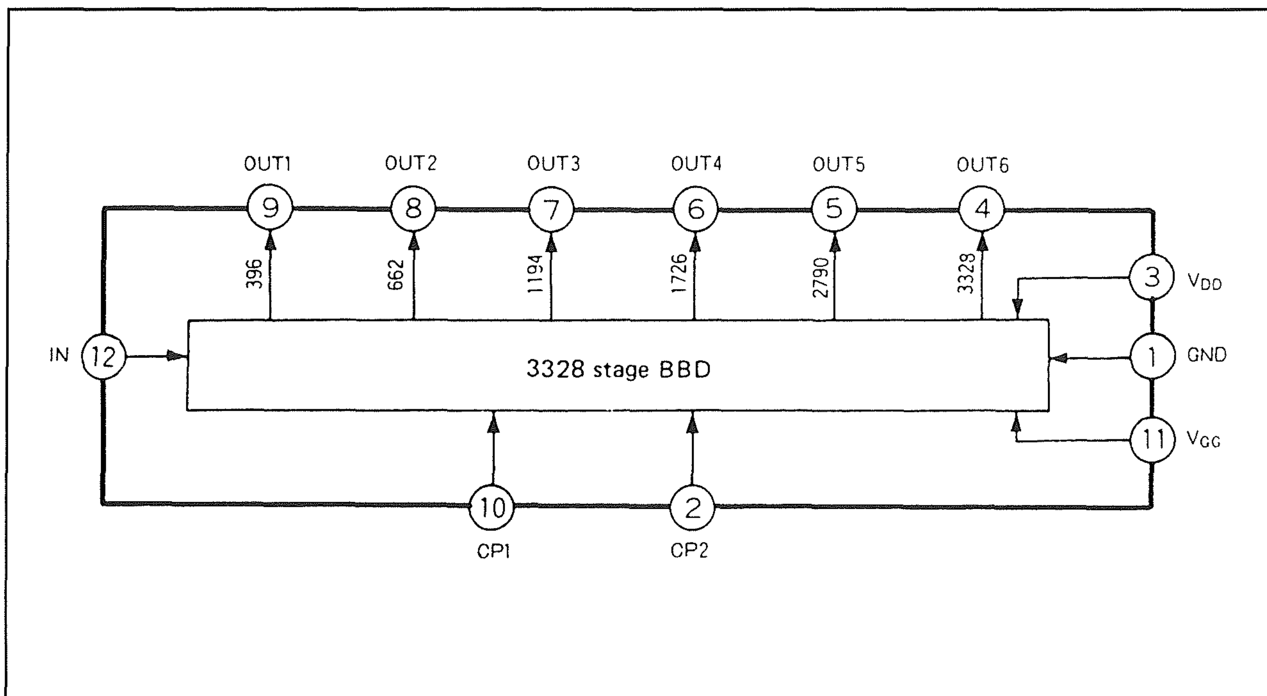


Figuur 6/6.5-55: Aansluitgegevens en intern blokschema van de MN3004.

De MN3011 is echter een speciaal geval. Zoals beschreven bestaat dit IC uit 3.328 emmertjes, die in PMOS-techniek zijn uitgevoerd. Er worden echter zes TAP's naar buiten gevoerd, die dus ieder een eigen vertragingstijd representeren. De kortste vertragingstijd wordt terug gevonden op pen 9, de langste op pen 4. Dank zij deze aftakkingen kan men met deze schakeling een heleboel verschillende vertragingstijden genereren. Als men uitgaat van een klokfrequentie van 10 kHz tot 100 kHz zijn de beschikbare vertragingen:

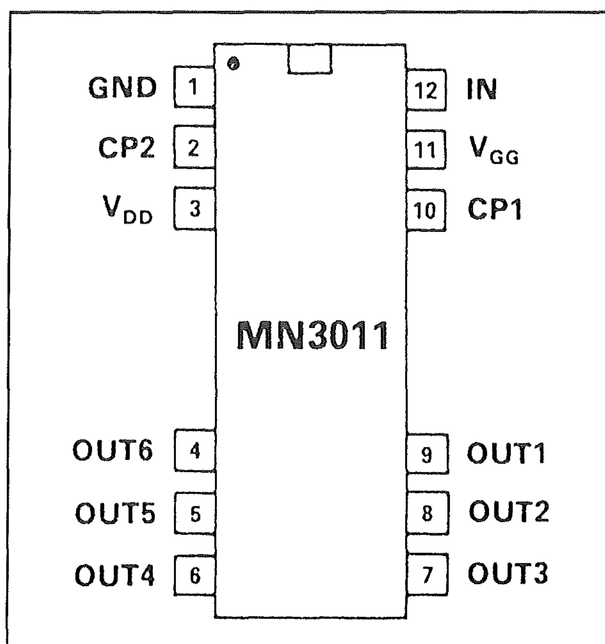
- uitgang 1: 1,98 ms tot 19,8 ms;
- uitgang 2: 3,31 ms tot 33,1 ms;
- uitgang 3: 5,97 ms tot 59,7 ms;
- uitgang 4: 8,63 ms tot 86,3 ms;
- uitgang 5: 13,95 ms tot 139,5 ms;
- uitgang 6: 16,64 ms tot 166,4 ms.

Het intern blokschema van deze schakeling is getekend in figuur 6/6.5-56, de aansluitgegevens in figuur 6/6.5-57.



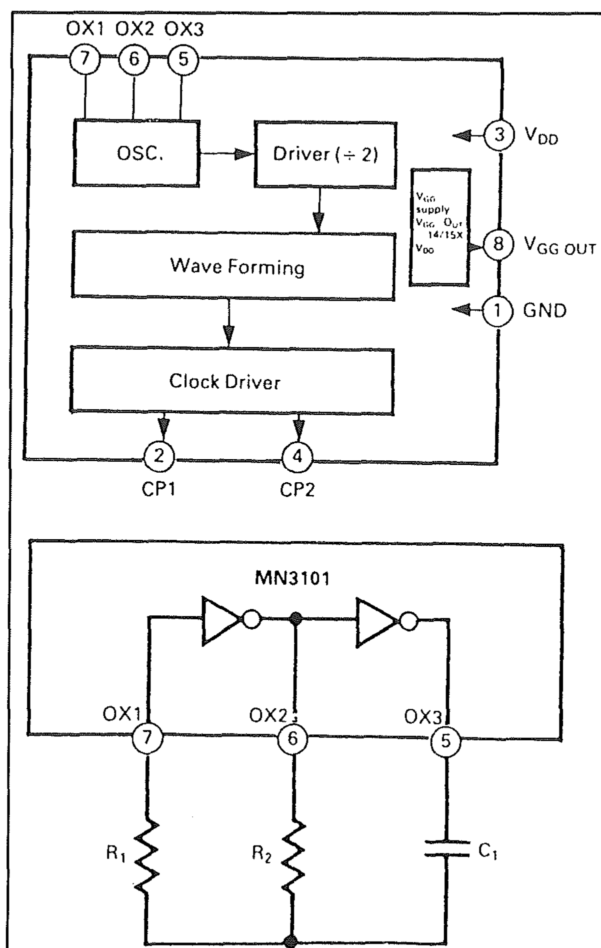
Figuur 6/6.5-56: Intern blokschema van de MN3011, waaruit duidelijk de positie van de zes aftakkingen blijkt.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-57: Aansluitgegevens van de MN3011.

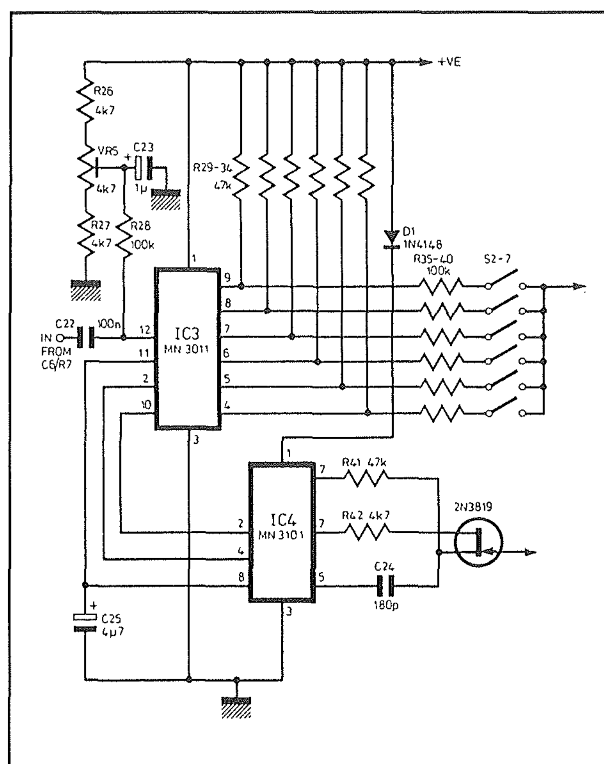
De geadviseerde voedingsspanning bedraagt 15 V, waarbij het IC slechts 8 mA stroom opeet. Minimale vervorming wordt verkregen door de biasspanning op de ingang af te regelen op de optimale waarde. De grenzen zijn de helft van de voedingsspanning +/-2 V. Bij een ingangsspanning van 0,770 mV_{eff} en een frequentie van 1 kHz bedraagt de vervorming bij optimale instelling 0,4 %.
De signaaldemping tussen de in- en de uitgang bedraagt maximaal 4 dB. De bandbreedte van het ingangssignaal gaat tot ongeveer 10 kHz bij een klokfrequentie van 40 kHz.
Bij de MN30xx-serie hoort een speciaal klok-IC, dat niet alleen de twee symmetrische kloksignalen genereert, maar ook de spanning V_{GG}. Het IC, de MN3101, zorgt er automatisch voor dat deze spanning op pen 8 steeds één volt lager is dan de voedingsspanning. Het intern schema en de aansluitgegevens van deze klokgenerator zijn samengevat in figuur 6/6.5-58.



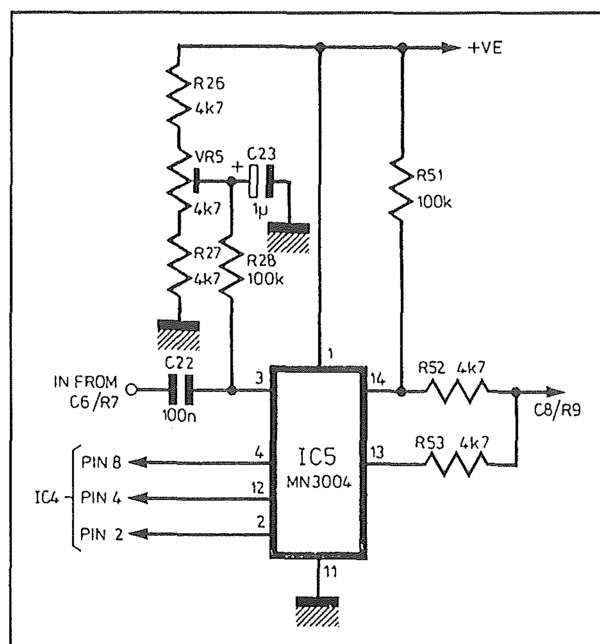
Figuur 6/6.5-58: Het intern blokschema en de aansluitgegevens van de speciale klokoscillator MN3101.

Het IC neemt een voedingsstroom op van 3 mA, de ingebouwde RC-generator kan worden ingesteld op een frequentie tussen 100 Hz en 1 MHz.
In figuur 6/6.5-59 is een eenvoudige toepassing met de MN3011 getekend. De frequentie van de klokoscillator IC4 wordt gecontroleerd door een FET. De gate moet gestuurd worden door een stuurspanning die varieert tussen 1/3 en 2/3 van de toegepaste voedingsspanning. Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C22 aangeboden aan de ingangspen van de MN3011.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-59: Een eenvoudige voorbeeldschakeling met de MN3011.

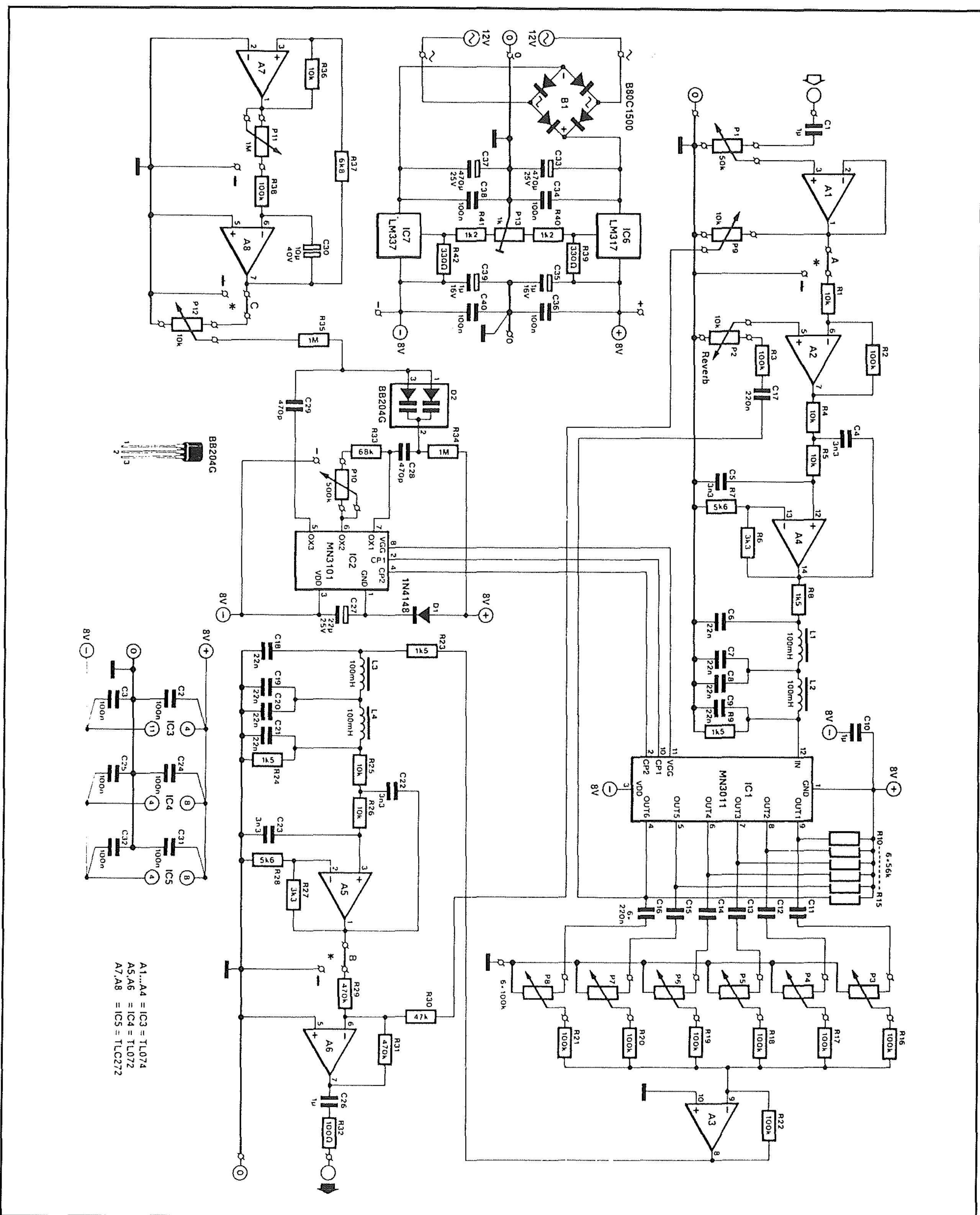


Figuur 6/6.5-60: Een schakeling, waarbij de dure MN3011 vervangen is door de goedkopere MN3004.

Deze pen moet ingesteld worden, hetgeen gebeurt met de instelpot VR5. De TAP's tussen de cellen moeten allemaal met afzonderlijke weerstanden met de voeding verbonden worden. Iedere TAP is aangesloten op een schakelaar. Natuurlijk moeten er mengweerstanden worden opgenomen (R35 tot en met R40) die verhinderen dat een deel van de MN3011 wordt kortgesloten als twee schakelaars gesloten worden. De uitgangen van alle schakelaars kunnen verbonden worden en sturen het uitgangsfilter. In figuur 6/6.5-60 is een identieke schakeling getekend, waarbij de MN3011 is vervangen door de goedkopere MN3004. Ook nu wordt gebruik gemaakt van de klokoscillator MN3101. Het enige verschil is dat deze lijn slechts twee uitgangen heeft, die door middel van twee even grote weerstanden met elkaar gemengd moeten worden.

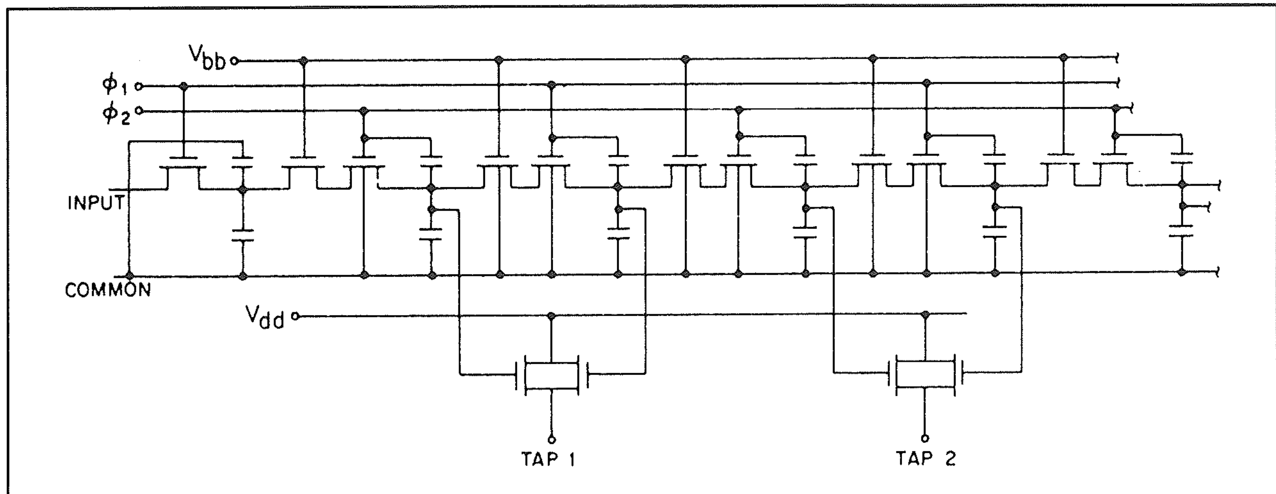
Tot slot van de bespreking van de MN30xx-serie geeft figuur 6/6.5-61 een uitgebreid schema rond de MN3011, ontworpen door "Elektuur". Deze schakeling kan gebruikt worden om alle beschreven audio-toepassingen van emmertjesgeheugens in de praktijk uit te testen. De klokoscillator kan nu met de hand worden ingesteld (P10), maar het is ook mogelijk de klokfrequentie automatisch te moduleren (P12). Rond de operationele versterkers A7 en A8 is een eenvoudige driehoekgenerator opgebouwd, die de varicap-diode D2 aanstuurt. Op deze manier kan men de frequentie van de klok langzaam laten variëren rond de met P10 ingestelde waarde. Met de potentiometer P11 kan men de frequentie van de driehoek instellen.
Een en ander heeft tot gevolg dat met de klokfrequentie in de hoogste stand kan variëren tussen 65 kHz en 96 kHz en in de laagste stand tussen 12,5 kHz en 18 kHz.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-61: Een uitgebreid schema van een audio effect apparaat rond de MN3011 *(Elektuur)*.

6.5 Emmertjes-geheugens



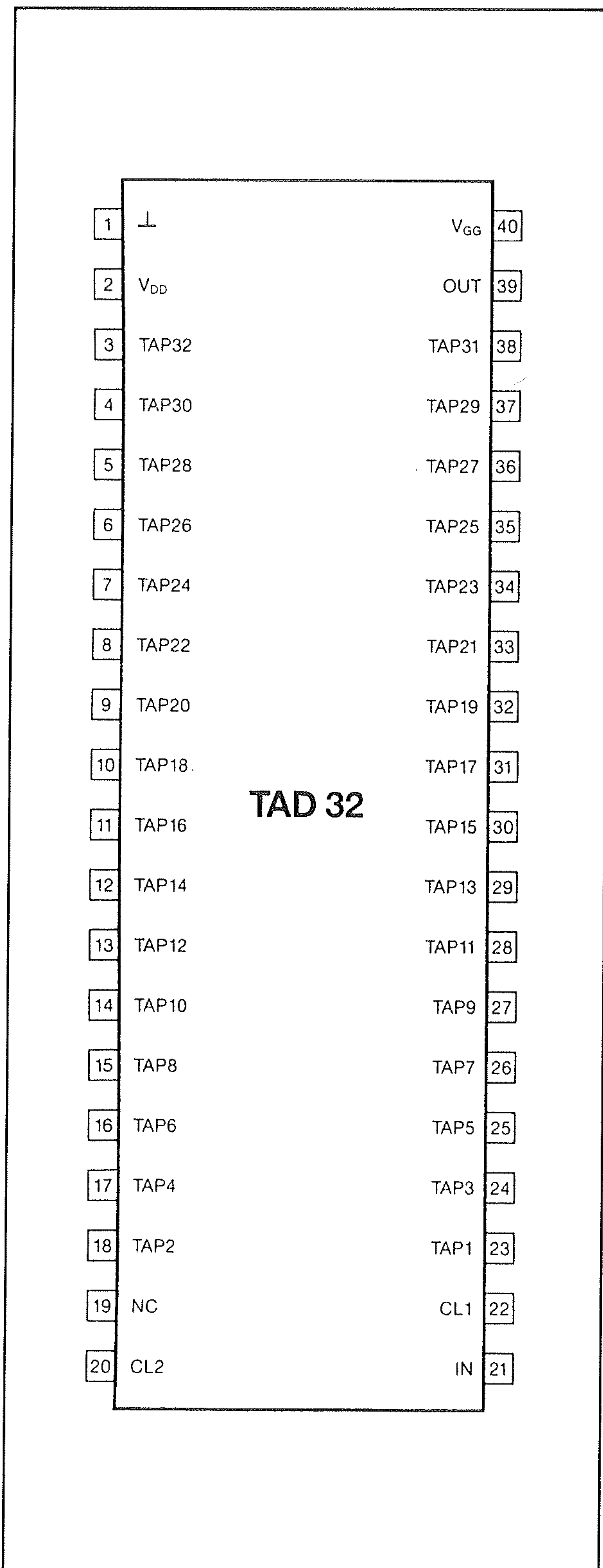
Figuur 6/6.5-62: Intern schema van de TAD32 van Reticon.

Het te vertragen ingangssignaal wordt eerst gebufferd met A1 en nadien door het ingangsfilter A2/A4 gevoerd. Omdat de klokfrequentie regelbaar is tot ongeveer 10 kHz, moet het filter alle frequenties boven 5 kHz afsnijden. Een bredere doorlaatband is natuurlijk mogelijk door het verkleinen van de condensatoren C4 en C5, maar dan moet de minimale frequentie van de klok natuurlijk evenredig stijgen. Na het actief filter volgt nog een passief filter, samengesteld uit L/C-netwerkjes. Ook hiervan kan de bandbreedte vergroot worden door het verkleinen van de condensatoren. Het gefilterde ingangssignaal wordt nadien aan de analoge ingang van de MN3011 aangeboden. De uitgangen gaan capacitief naar zes mengpotentiometers, zodat men de amplitude van iedere vertraging afzonderlijk kan instellen. Na de mengversterker A3 volgt het uitgangsfilter, dat eveneens bestaat uit een combinatie van een passief deel en een actief deel. Deze combinatie resulteert in een filter van de achtste orde! Ook hiervan kan de bandbreedte (standaard 4 kHz) vergroot worden door het verkleinen van de condensatoren. Het onvertraagde ingangssignaal wordt via P9 aan de uitgangsversterker A6 aangeboden, waar via R29 ook de vertraagde signalen terecht komen. Via R3, C17 en P2 worden de vertraagde signalen teruggekoppeld naar de ingang, waardoor het reverb-effect kan ontstaan.
Op de plaatsen die aangegeven zijn met A en B kunnen eventueel een expander en een compressor in het schema worden verwerkt.

De TAD32 van Reticon, 1 x 32 tapped

Tot slot van deze uitgebreide bespreking van de emmertjes-geheugens nog een aantal woorden over een zeer speciale schakeling, de TAD32 van Reticon. Dit emmertjes-geheugen heeft maar 32 cellen, die achter allemaal ***individueel beschikbaar*** zijn! Iedere cel wordt via een bufferversterker uitgevoerd, zodat de eventuele externe belasting de werking van de cellen niet beïnvloedt. Deze als laagimpedantie source-volgers uitgevoerde buffers zijn zo ontworpen, dat op iedere uitgang een "gewogen" weerstand kan worden aangesloten, zodat het mogelijk is de 32 vertraagde signalen in een bepaalde verhouding te mengen.

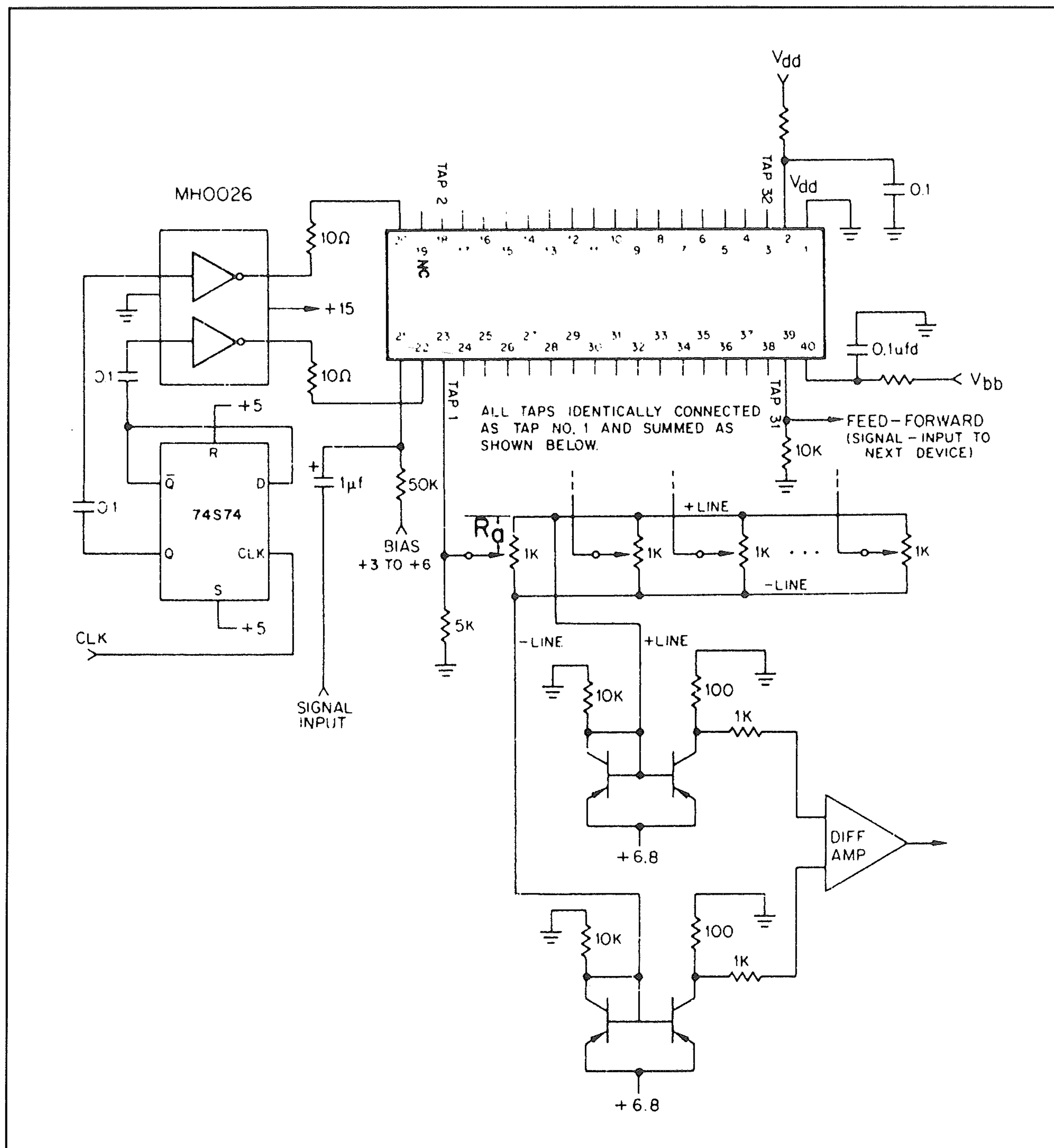
6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-63: Aansluitgegevens van de DIL-40 behuizing van de TAD32.

Dit IC is speciaal ontwikkeld voor het samenstellen van analoge transversaal filters en andere speciale toepassingen.
De klokfrequentie kan liggen tussen 1 kHz en 5 MHz, zodat van een werkelijk universeel bruikbare schakeling sprake is. Naast de 32 TAP's is er nog een OUT-pen aanwezig, die het mogelijk maakt verschillende identieke IC's in serie te schakelen. De TAD32 kan gevoed worden uit een spanning van maximaal +16 V, terwijl er weer een V_{GG}-pen aanwezig is, die één volt lager moet staan. De instelspanning op de analoge ingang moet ingesteld worden op ongeveer 3 V. Op iedere TAP-uitgang staat een instelspanning van ongeveer 5 V. Niet gebruikte TAP's moeten verbonden worden met de voeding. De maximale ingangsspanning bedraagt 4 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$, de signaal/ruis-verhouding 60 dB.
Het intern schema van de TAD32 is getekend in figuur 6/6.5-62, terwijl de aansluitgegevens van de DIL-40 behuizing in figuur 6/6.5-63 zijn opgenomen.
Figuur 6/6.5-64 geeft een voorbeeldschema rond de TAD32. De ingangsspanning wordt via een scheidingscondensator van 1 µF aangeboden aan de ingang van het IC. Alle TAP's worden aangesloten op de lopers van potentiometers van 1 kΩ. De uiteinden van deze potentiometers zijn opgenomen in een differentiële mengversterker, samengesteld uit vier gepaarde transistoren uit bijvoorbeeld een array. Nadien volgt een operationele versterker, geschakeld als verschilversterker. Het extern kloksignaal wordt aangeboden aan een flip-flop van het type 74S74. De twee uitgangssignalen worden gebufferd in een breedbandige buffer MH0026 en sturen vandaar uit de twee klokingangen van de TAD32.

6.5 Emmertjes-geheugens



Figuur 6/6.5-64: Een voorbeeldschakeling rond de TAD32 van Reticon.

6.5 Emmertjes-geheugens

6/6.7

Functie-generatoren

Algemene principes

Typische hobby-IC's

Functie-generatoren zijn echte "hobby-IC's". Dank zij deze IC's kan iedere doe-het-zelver op een relatief eenvoudige manier goede signaalgeneratoren bouwen. Functie-generatoren bevatten namelijk alle schakelingen om sinusvormige, driehoekvormige en rechthoekvormige signalen te genereren. Hoewel de schakelingen niet erg breedbandig zijn kan men, met wat handigheid, toch goed bruikbare signalen tot ongeveer 500 kHz uit een dergelijk IC halen.
Bovendien is het, alweer met wat handigheid en inzicht in de werking van de IC's, mogelijk ook zaagtanden en smalle pulsjes uit de IC's te halen.
Functie-generatoren zijn dus, kortom, ideale experimenteer-IC's en een uitvoerige bespreking van de werking van de schakelingen die op de markt zijn is dan ook zonder meer op zijn plaats.

Principiële samenstelling

Een functie-generator is samengesteld uit een spanning- of stroomgestuurde oscillator, een zogenoemde "VCO" of "CCO". Deze schakeling is verantwoordelijk voor het genereren van de rechthoek- en driehoekvormige uitgangssignalen. Door in de ingang van deze schakeling een gelijkstroom te sturen, of er een gelijkspanning op aan te leggen, zal over een externe condensator een mooie driehoek ontstaan. Op een andere pen kan de rechthoek afgetakt worden.
Daarnaast bevat het IC een schakeling die de driehoekvormige spanning omzet in een min of meer zuivere sinus.
Functie-generatoren werken dus principieel heel anders dan sinus-generatoren! Bij dat soort schakelingen wordt een echte sinus gegenereerd, die nadien wordt omgezet in een blok. Het voordeel van sinus-oscillatoren is dat men in staat is de vervorming op de sinus tot nauwelijks meetbare waarden terug te brengen. Een sinus-generator kan een uitgangssignaal opwekken, waarvan de harmonische vervorming slechts 0,01% bedraagt!
Dat is met functie-generatoren absoluut onmogelijk. Men moet rekening houden met een harmonische vervorming op de sinus-uitgang van 0,2 tot zelfs 0,5 %. In de praktijk is dat voor slechts één soort meting bezwaarlijk. Het is met een functie-generator absoluut onmogelijk om vervormingsmetingen aan een laagfrequent versterker uit te voeren. De eigen vervorming op het uitgangssignaal is immers veel groter dan de vervorming van zelfs de slechtste versterker. Maar in de praktijk zullen niet veel hobby-isten de noodzakelijke dure extra apparatuur (zeer scherpe afgestemde filters) in huis hebben om

vervormingen te kunnen meten, zodat deze beperking in de praktijk niet zo'n rol speelt.
Wie een goede universele signaalgenerator wil bouwen, kan met een gerust hart een van de bekende functie-generator IC's als basis nemen.

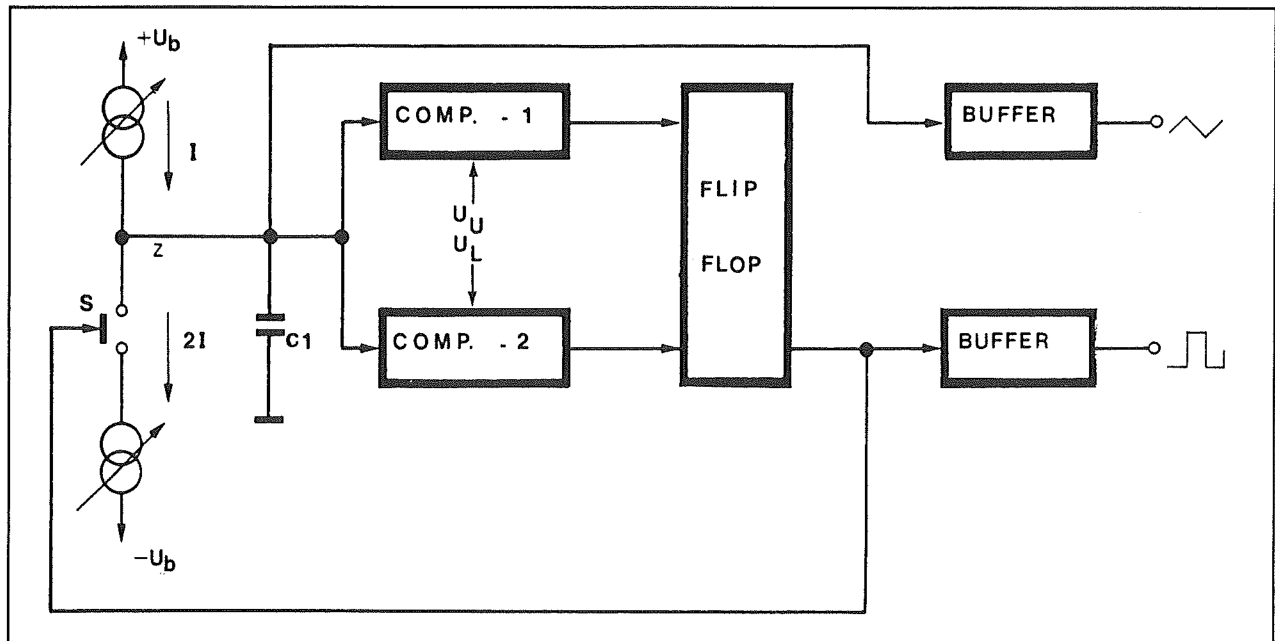
Extra mogelijkheden
Naast de twee genoemde basisblokken bevatten sommige IC's ook nog een amplitude-modulator. Men kan dan niet alleen de frequentie, maar ook de grootte van het uitgangssignaal door een extern stuursignaal regelen.
Dit schept nogal wat mogelijkheden als men wil experimenteren met "muzikale" signalen. Door het uitgangssignaal zowel in frequentie als in amplitude te moduleren ontstaan zeer vreemdsoortige geluiden.

De gecontroleerde oscillator
Het principe van de gecontroleerde oscillator is getekend in figuur 6/6.7-1.

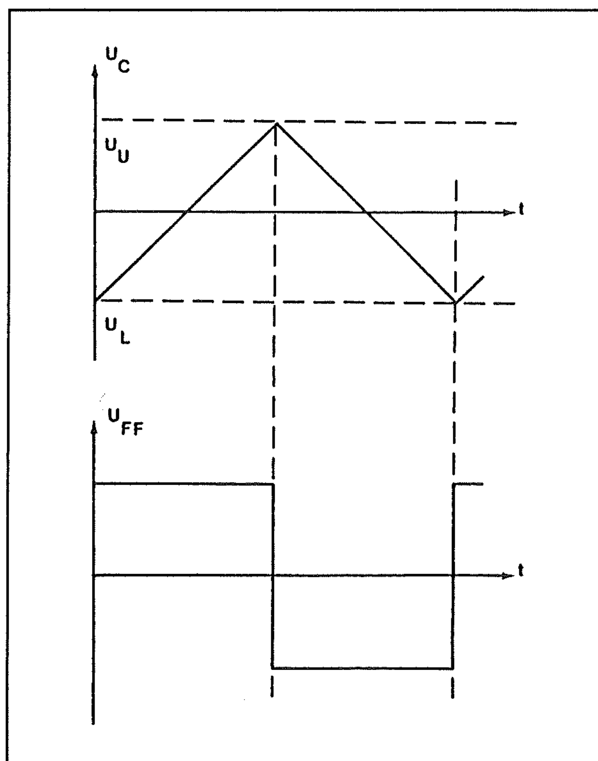
Een condensator C1 is vast verbonden met een constante stroombron I. De stroom van deze stroombron zal de condensator opladen. Hierdoor zal de spanning over de condensator lineair stijgen in functie van de tijd. Door middel van de elektronische schakelaar S kan men echter een tweede stroombron 2.I met de condensator verbinden. Deze stroombron levert geen stroom zoals I, maar neemt een constante stroom op. Deze stroom heeft de dubbele waarde van de stroom I.
Dat feit is heel erg belangrijk, want het bepaalt de werking van de schakeling in hoge mate. Als de schakelaar S open is zal de condensator geladen worden door de stroom I. De spanning over het onderdeel stijgt dus lineair. Als de schakelaar gesloten wordt, zal de stroom I van de bovenste stroombron volledig afvloeien naar de onderste stroombron. Maar omdat deze stroombron een stroom van 2.I trekt, zal de tweede I geleverd worden door de condensator. De condensator wordt nu dus ontladen door een stroom I, met als gevolg dat de spanning over het onderdeel lineair daalt. Door het openen en sluiten van de elektronische schakelaar kan men dus de condensator ofwel laten opladen met een stroom I, ofwel laten ontladen met een stroom I.
Zoals getekend in figuur 6/6.7-2 ontstaat er dus een driehoekvormige spanning over het onderdeel.

Het in- en uitschakelen van de elektronische schakelaar wordt gecontroleerd door een flip-flop en twee comparatoren. De twee comparatoren vergelijken de spanning over de condensator met twee drempelspanningen U_U en U_L. Wordt de spanning over de condensator groter dan U_U, dan klapt de bovenste comparator om. De flip-flop wordt gereset en zijn uitgang stuurt de schakelaar S in geleiding. De condensator wordt nu dus ontladen, totdat de spanning erover kleiner wordt dan U_L. Op dat moment levert de onderste comparator een uitgang af, die de flip-flop weer set. De uitgang van de flip-flop schakelt om, de schakelaar S wordt weer geopend. Over de condensator C ontstaat dus een driehoekvormige spanning, de uitgang van de flip-flop levert een blokvormige spanning. Beide signalen gaan in de meeste gevallen naar interne buffers die ervoor zorgen dat externe invloeden de werking van de schakeling niet kunnen verstoren. De driehoek- en blokvormige spanningen kunnen van de bufferuitgangen worden afgenomen.

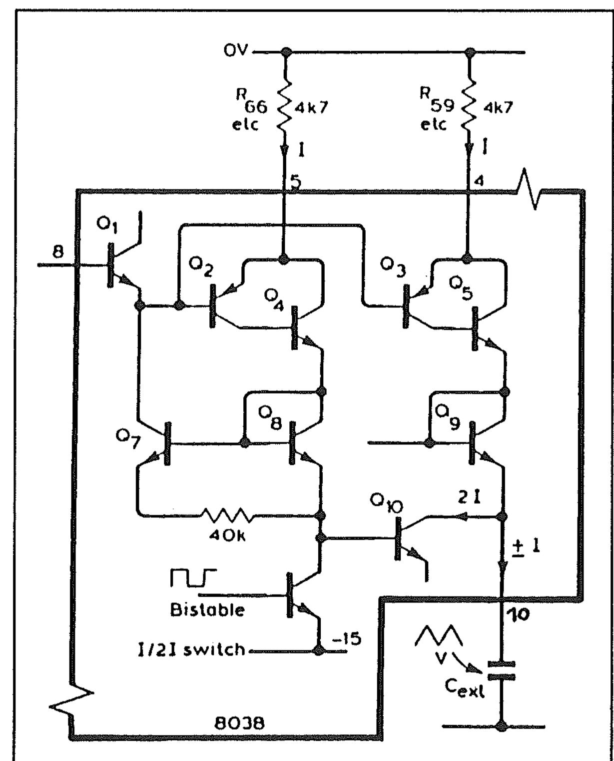
6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-1: Het principe van de gecontroleerde oscillator.



Figuur 6/6.7-2: Over de condensator C ontstaat een driehoekvormige spanning.



Figuur 6/6.7-3: De stroombronnen in de ICL8038.

6.7 Functie-generatoren

Een voorbeeld

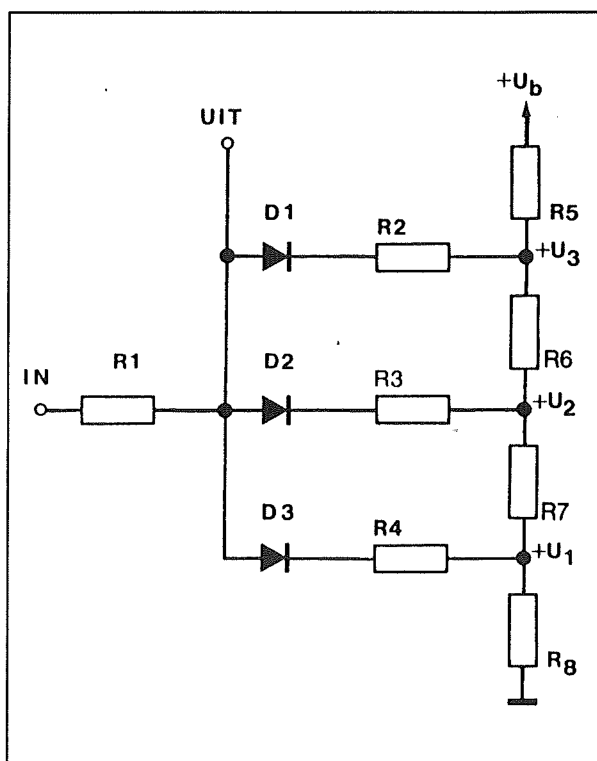
In figuur 6/6.7-3 is als voorbeeld de stroombron schakeling getekend die in de ICL8038 aanwezig is.

De twee stroombronnen worden ingesteld door weerstanden te verbinden tussen de massa en de pennen 4 en 5. Wil men een mooie symmetrische uitgangsspanning, dan moeten beide weerstanden precies aan elkaar gelijk zijn. Een van de stromen wordt intern verdubbeld door middel van een stroomspiegel. Op pen 10 wordt de condensator aangesloten. Beide stroombronnen kunnen echter ook geregeld worden door de spanning op pen 8. Hierdoor is het mogelijk de frequentie van het uitgangssignaal met een potentiometer in te stellen. Door de twee weerstanden asymmetrisch te maken kan men een asymmetrisch uitgangssignaal, zoals een zaagtand of een smalle puls, genereren.

Van driehoek naar sinus

Alle functie-generatoren maken gebruik van een schakeling, waarvan de versterking (of verzwakking) afhankelijk is van de grootte van het ingangssignaal. Hoe groter het ingangssignaal wordt, hoe minder de schakeling versterkt of hoe meer zij verzwakt. Stuurt men nu zo'n schakeling met een driehoek, dan zullen de toppen van de driehoek worden afgeplat omdat de ingangsspanning dan uiteraard maximaal is en de versterking van de schakeling minimaal. Op deze manier ontstaat op de uitgang van de schakeling een spanning die een ***benadering*** is van een sinusvorm. Meer dan een benadering van een sinus kan een functie-generator niet maken!

Het principe van de schakeling is, in heel erg vereenvoudigde vorm, getekend in figuur 6/6.7-4. De werking wordt besproken aan de hand van de grafieken in figuur 6/6.7-5.

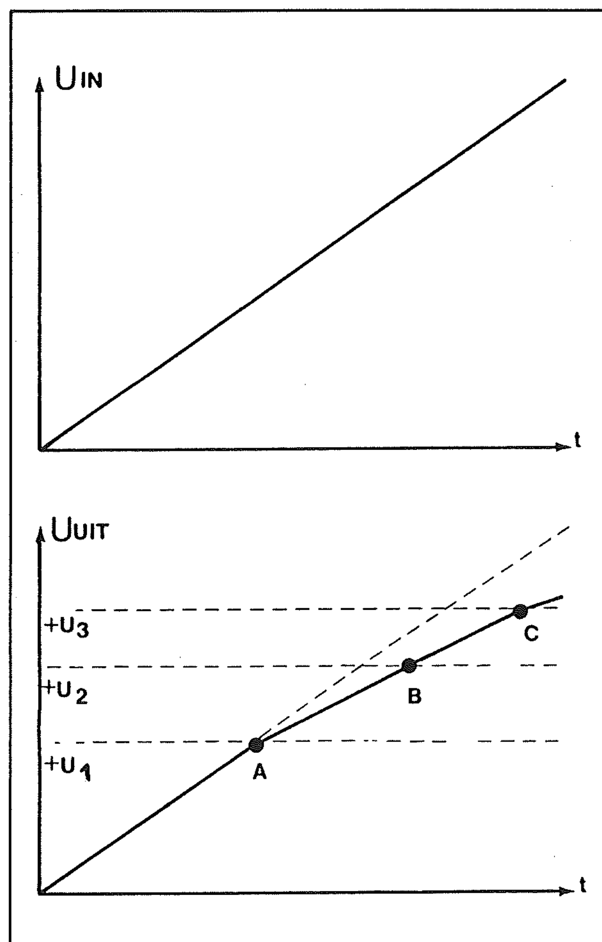


Figuur 6/6.7-4: Het omzetten van een driehoek in een benaderde sinus.

De ingangsspanning is de driehoekvormige spanning, die door de VCO of CCO geleverd wordt. Deze spanning gaat via de weerstand R1 naar de uitgang. Tussen de uitgang en de massa is een ingewikkeld systeem opgenomen, dat in principe niets anders is dan een spanningsafhankelijke verzwakker.

De werking berust op het gegeven dat een diode gaat geleiden als de spanning op de anode 0,65 V positiever wordt dan de spanning op de kathode. De drie dioden die in het schema getekend zijn worden door middel van de spanningsdeler R5, R6, R7 en R8 ingesteld op positieve kathodespanningen.

6.7 Functie-generatoren



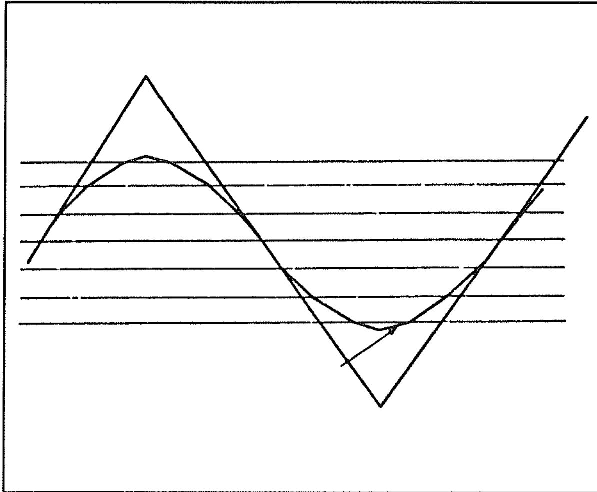
Figuur 6/6.7-5: De werking van de schakeling van figuur 6/6.7-4 grafisch toegelicht.

Stel nu dat de spanning op de ingang kleiner is dan $+U_1$. De anoden van de dioden zijn negatiever dan de kathoden, met als gevolg dat alle dioden sperren. De ingangsspanning gaat dan via de weerstand R1 onverzwakt naar de uitgang. Als de momentele waarde van de driehoek op de ingang echter groter wordt dan $+U_1$, gaat de diode D3 geleiden. Er vloeit nu via deze diode en de in serie geschakelde weerstand R4 een stroom naar de spanningsdeler. Deze stroom kan alleen geleverd worden door de ingangsspanning, zodat er ook door de weerstand R1 een stroom vloeit. Over deze weerstand ontstaat een spanningsval, met als gevolg dat de uitgangsspanning kleiner zal zijn dan de ingangsspanning. Het netwerkje R1, D3, R4 en R8 vormt als het ware een spanningsdeler, die er voor zorgt dat de uitgangsspanning kleiner zal zijn dan de ingangsspanning. Dit is in de grafiek aangegeven met het gebied A/B. De gestippelde lijn geeft het verloop van de ingangsspanning weer, de volle lijn het verloop van de uitgangsspanning. Duidelijk blijkt dat in het gebied A/B de ingangsspanning steeds kleiner is dan de uitgangsspanning.

Als de driehoek op de ingang groter wordt dan $+U_2$ gaat ook de diode D2 geleiden. Er vloeit nu een tweede stroom af naar de massa en wel via R1, D2, R3, R7 en R8. Er vloeien nu twee stromen door R1, met als gevolg dat er meer spanning tussen de ingang en de uitgang verloren gaat. Het verschil tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanning wordt nog groter, zie het stukje grafiek B/C. Als de ingangsspanning groter wordt dan $+U_3$ gaat ook de diode D1 geleiden. Er vloeit nu een derde stroom door R1, die verder via de diode D1 en de weerstanden R2, R6, R7 en R8 afvloeit naar de massa. Het spanningsverschil tussen in- en uitgang wordt nog groter.

Als men nu het verloop van de uitgangsspanning A/B/C eens goed bekijkt, stelt men vast dat naarmate de uitgangsspanning stijgt, het verloop ervan in functie van de tijd steeds platter verloopt. Dat is min of meer wat ook bij een sinus gebeurt. Tekent men figuur 6/6.7-5 op een wat kleinere schaal, dan ontstaat de grafiek van figuur 6/6.7-6.

Duidelijk blijkt nu hoe de driehoekspanning door de spanningsafhankelijke verzwakker wordt omgezet in iets dat op een sinus lijkt.



Figuur 6/6.7-6: Het verband tussen de driehoekspanning en de "sinus" die er uit afgeleid wordt.

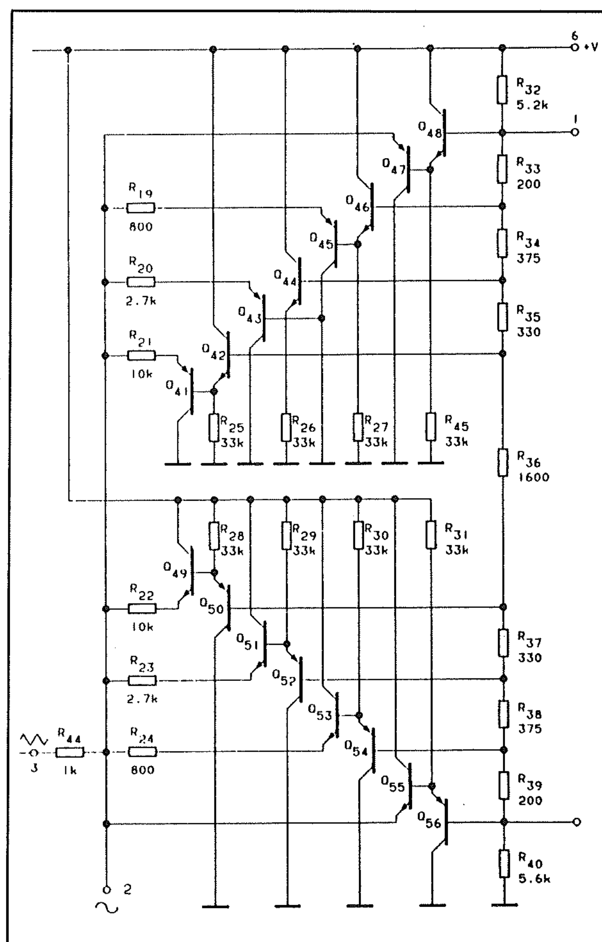
Het zal duidelijk zijn dat men in de praktijk natuurlijk meer dan drie diodenetwerken inbouwt en dat men een soortgelijke schakeling moet aanbrengen voor het beïnvloeden van de negatieve helft van de driehoek. Verder is het zonneklaar dat de nauwkeurigheid van de omzetting heel veel te maken heeft men de keuze van de waarden van alle weerstanden.

Wil men immers het verloop van een sinus zo goed mogelijk benaderen, dan zal men de "breekpunten" in de driehoek-naar-sinus-omzetting heel precies moeten berekenen en voor ieder breekpunt de gewenste verzwakking al even precies moeten bepalen.

Nu is bekend dat men weliswaar een heleboel dioden en weerstanden zonder problemen op een chip kan integreren, maar dat men de eigenschappen van die onderdelen niet erg goed onder controle heeft. Er zullen nogal wat spreidingen van IC tot IC optreden. Vandaar dat het noodzakelijk is een aantal afregelpunten aan te brengen, waarmee het mogelijk is de onderlinge spreidingen te compenseren. Dat is voor de argeloze gebruiker van een functie-generator IC een treurige mededeling! Want om het netwerk op minimale vervorming op de sinus af te regelen heeft men in feite een harmonische vervormingsmeter nodig. Een duur apparaat, waarover maar weinig hobby-isten beschikken! Vandaar dat men zich in de meeste gevallen zal moeten beperken tot een afregeling "op het oog" op het scherm van een oscilloscoop.

Een voorbeeld

In figuur 6/6.7-7 is als voorbeeld de totale schakeling getekend van de driehoek-naar-sinus-omzetter in de ICL8038.



Figuur 6/6.7-7: Het volledig schema van de driehoek-naar-sinus-omzetter in de ICL8038.

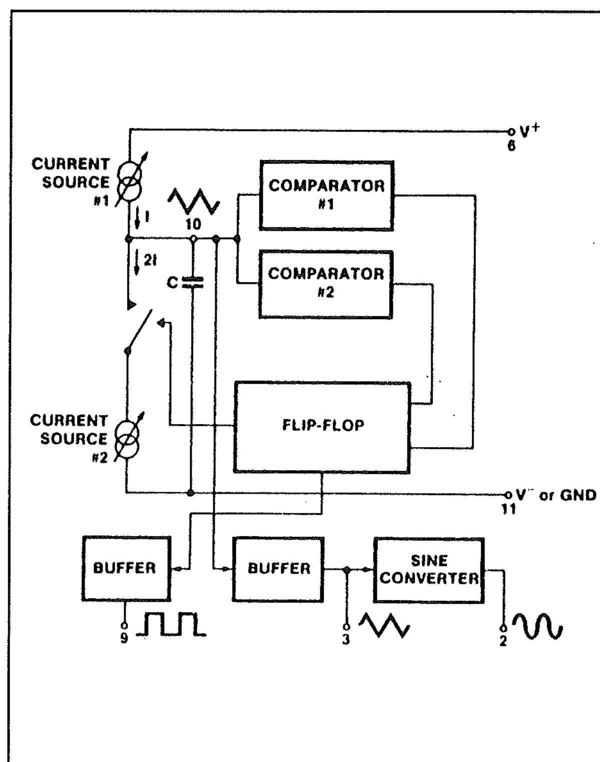
6.7 Functie-generatoren

De driehoek wordt links onder aangevoerd. De weerstand R44 is de weerstand R1 uit het principiële schema van figuur 6/6.7-4. Achter deze weerstand wordt de sinus afgenomen. De dioden worden in de praktijk vervangen door PNP/NPN-combinaties, waarvan de basissen op de spanningsdeler R32 tot en met R40 zijn aangesloten. In principe werken deze transistor-combinaties net zoals de dioden, maar het proces is technologisch beter beheersbaar. Uit het schema volgt overduidelijk dat er twee systemen aanwezig zijn. Een verzorgt de omzetting als de driehoekspanning positief is, de tweede verzorgt de omzetting voor de negatieve halve periode. Van de spanningsdeler worden twee aftakkingen naar buiten gebracht. Dat zijn de beruchte afregelpunten, waarmee men de vervorming op de sinus kan minimaliseren.

Een volledig schema

Tot besluit van deze bespreking van de algemene principes is in figuur 6/6.7-8 het volledig blokschema van de ICL8038 getekend.
Het volledig uitgewerkt schema van dit IC is getekend in figuur 6/6.7-9.
De twee stroombronnen staan links boven in het schema en zijn reeds besproken. De twee comparatoren zijn samengesteld rond de transistoren Q15 tot en met Q18 en Q19 tot en met Q22. De schakelingen zijn, zoals gebruikelijk, samengesteld uit verschilversterkers. De twee spanningsdrempels ontstaan in de weerstandsdeler R8, R9 en R10. De twee knooppunten worden verbonden met de rechter ingangen van de verschilversterkers van de comparatoren. De linker ingangen gaan uiteraard naar de externe condensator C_{EXT}, waarover de driehoekvormige spanning wordt opgebouwd.

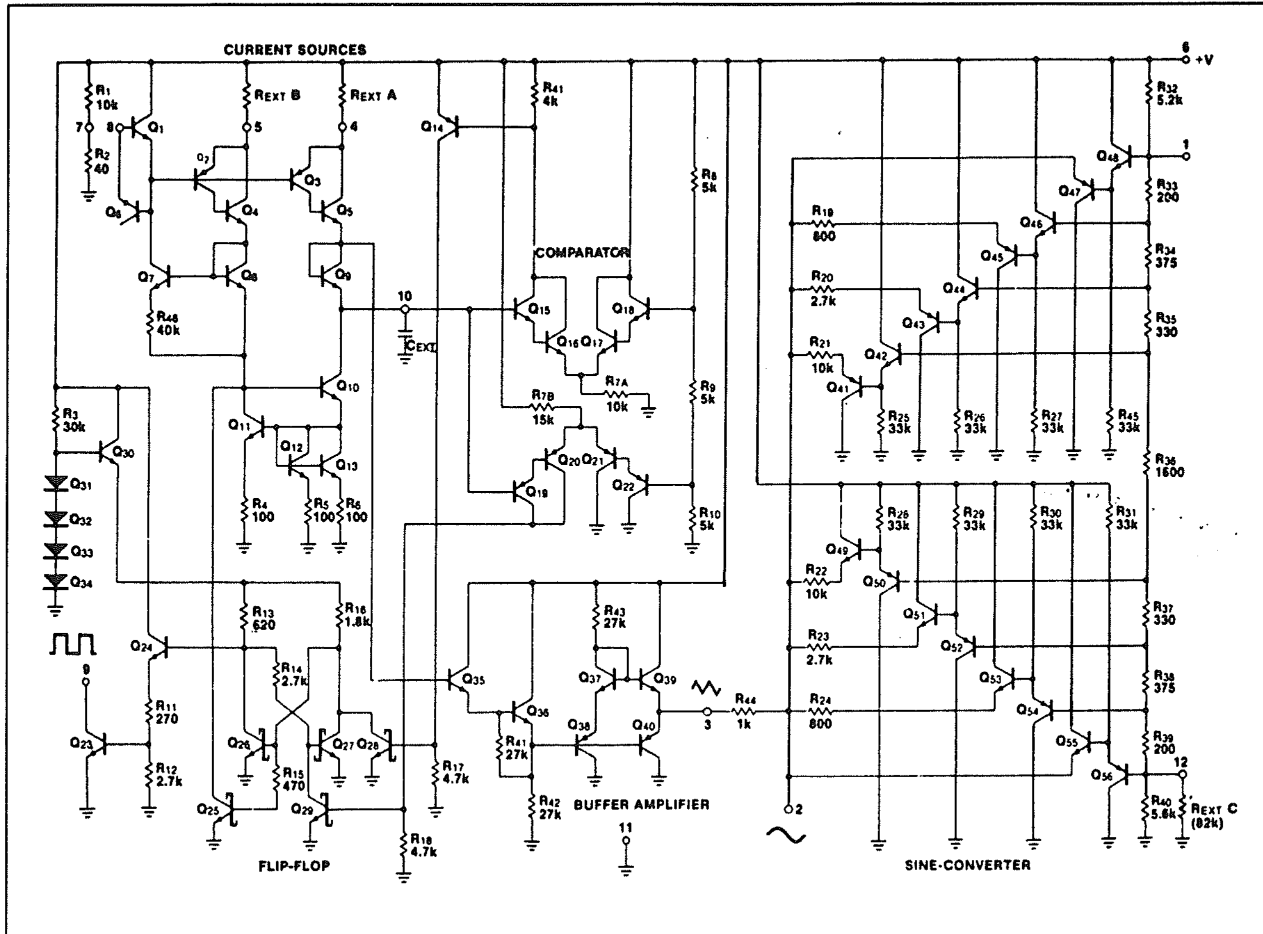
De spanning over de condensator wordt via Q9 naar de uitgangsbuffer geleid. Dat is een breedbandversterker met complementaire eindtrap Q39/Q40, zodat het driehoekvormige signaal met een lage impedantie via pen 3 aan de buitenwereld kan worden aangeboden.
De flip-flop is opgebouwd met Schottky-transistoren omdat deze veel sneller schakelen. De twee comparatoren sturen de set- en reset-ingangen van de flip-flop via de spanningen over de weerstanden R17 en R18. De elektronische schakelaar treft men aan rond de transistoren Q10 tot en met Q13. Deze wordt uit de flip-flop gestuurd via de transistor Q25.



Figuur 6/6.7-8: Het volledig blokschema van de functie-generator ICL8038.

De rechthoekvormige spanning wordt uit de flip-flop gehaald. Dat gaat via de transistor Q24 en de uitgangstransistor Q23.

6.7 Functie-generatoren



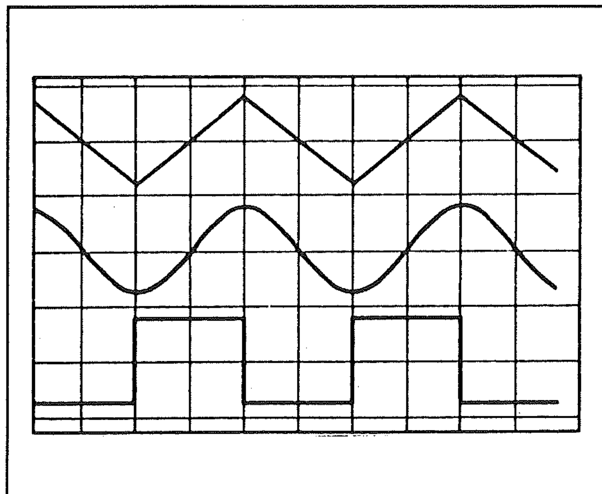
Figuur 6/6.7-9: Het volledig uitgewerkt schema van de ICL8038.

Merk op dat de uitgang voor de rechthoekvormige spanning (pen 4) een open collector heeft! Men moet dus deze trap met een externe weerstand vervolmaken. Erg leuk is dat niet.
Sluit men de collector via een weerstand aan op de positieve voedingsspanning, dan zal men merken dat de stijgtijden van de vierkantvormige uitgangsspanning erg slecht zijn. De ontwerpers van dit IC hebben dus een moeilijk schakeltechnisch probleem alles behalve elegant in de schoot van de gebruiker/ster geworpen! Gelukkig bestaat er een vrij eenvoudige externe schakeling, waarmee men dit probleem kan oplossen. Deze wordt bij de bespreking van de ICL8038 onthuld.

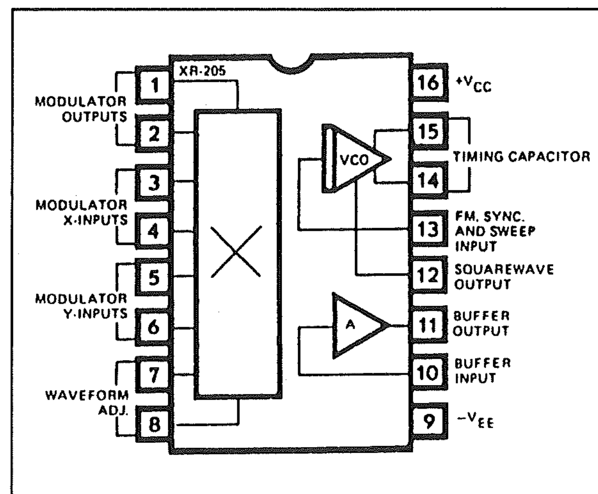
De relatie tussen de uitgangsspanningen
Vanwege het principe waarmee functiegeneratoren werken, bestaat er een bepaald verband tussen de drie uitgangsspanningen van de schakeling. Dit verband is getekend in figuur 6/6.7-10.

Uit deze tekening blijkt dat driehoek en sinus in fase zijn. Dat is natuurlijk logisch, omdat de sinus op een verzwakkerachtige manier uit de driehoek wordt afgeleid. De rechthoek schakelt echter niet om bij de nuldoorgangen van de sinus, zoals eigenlijk logisch zou zijn, maar op de topwaarden van de sinus! Hiermee moet men goed rekening houden bij het werken met functie-generatoren.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-10: Het verband tussen de drie uitgangsspanningen van een functie-generator.



Figuur 6/6.7-11: Het intern blokschema van de XR-205.

De XR-205 van Exar

Inleiding

De XR-205 van Exar is een functie-generator die reeds in het begin van de zeventiger jaren op de markt werd gebracht. Het IC is nooit erg populair geworden, hetgeen jammer is want de schakeling biedt heel wat mogelijkheden. Maar dat is anderzijds ook het probleem van de 205. De schakeling biedt zo veel mogelijkheden, dat alleen na grondige experimenten het IC volledig begrepen kan worden.

Intern blokschema en aansluitgegevens

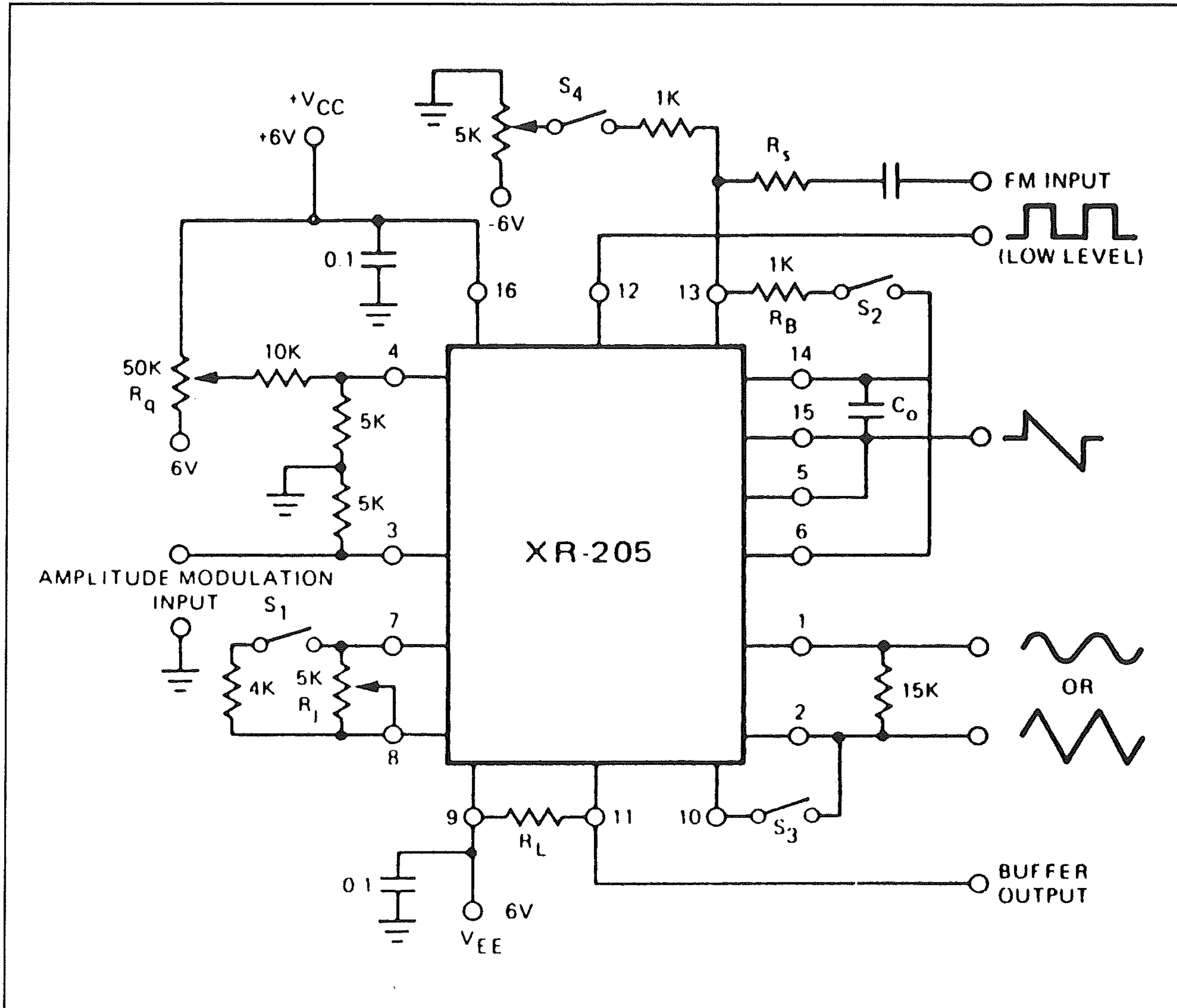
Het intern blokschema van de XR-205 is getekend in figuur 6/6.7-11. De XR-205 bevat een spanningsgestuurde oscillator VCO, een bufferversterker en een zogenoemde "symmetrische modulator". De VCO heeft twee pennen (14 en 15) waartussen de laad- en ontlaadcondensator wordt aangesloten. Daarnaast is nog een stuuringang (pen 13) aanwezig, waarmee men de laad- en ontlaadstromen kan regelen.

Via deze ingang is het mogelijk een in frequentie gemoduleerd uitgangssignaal te genereren. De bufferversterker staat helemaal los van de rest van de schakeling en kan dus toegepast worden voor het bufferen van een van de signalen.
De symmetrische modulator is een analoge vermenigvuldiger met twee paren ingangen (pennen 3/4 en 5/6) die gebruikt kan worden als driehoek naar sinus omzetter. Maar een analoge vermenigvuldiger kan natuurlijk ook worden gebruikt om een signaal in amplitude te moduleren!

Basisschema

Het basisschema met symmetrische voedingsspanningen rond de XR-205 is getekend in figuur 6/6.7-12.
Dit is een vrij ingewikkeld en op het eerste zicht ontoegankelijk schema. Maar er zijn dan ook alle mogelijkheden die de elektronica van de XR-205 te bieden heeft in verwerkt! Een stap na stap uitwerking waarin de functie van alle externe componenten wordt besproken, schept de nodige duidelijkheid.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-12: Het algemeen basisschema rond een XR-205.

De timing-condensator

De timing-condensator C_0 wordt aangesloten tussen de pennen 14 en 15. De frequentie van de gegenereerde signalen is omgekeerd evenredig met de waarde van deze condensator en wel volgens de wiskundige uitdrukking:

$$f_0 = 400/C_0$$

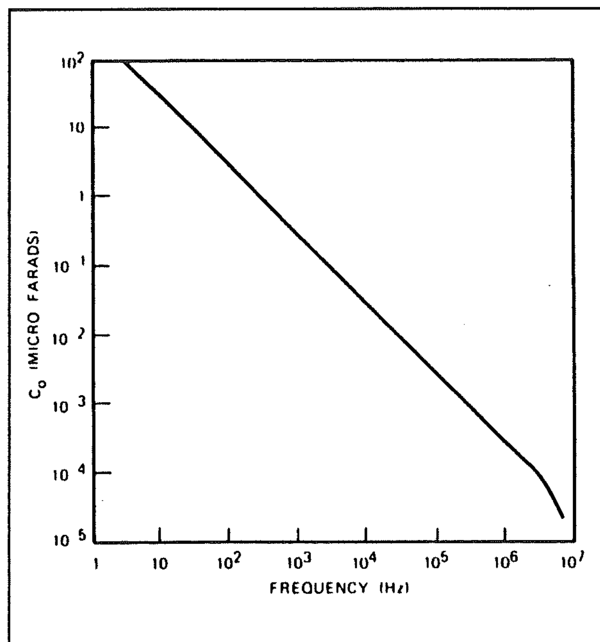
In deze formule moet de waarde van de condensator in µF worden ingevuld om de waarde van de frequentie in Hz te verkrijgen. Deze formule is in figuur 6/6.7-13 onder de vorm van een grafiek getekend.

Men kan hieruit onmiddellijk het verband aflezen tussen de gewenste frequentie en de noodzakelijke condensator. Let er op dat beide assen een logaritmische indeling hebben!

De Y-ingangen van de modulator

Deze ingangen op de pennen 5 en 6 moeten rechtstreeks verbonden worden met de timing-condensator C_0. Alleen dan zal

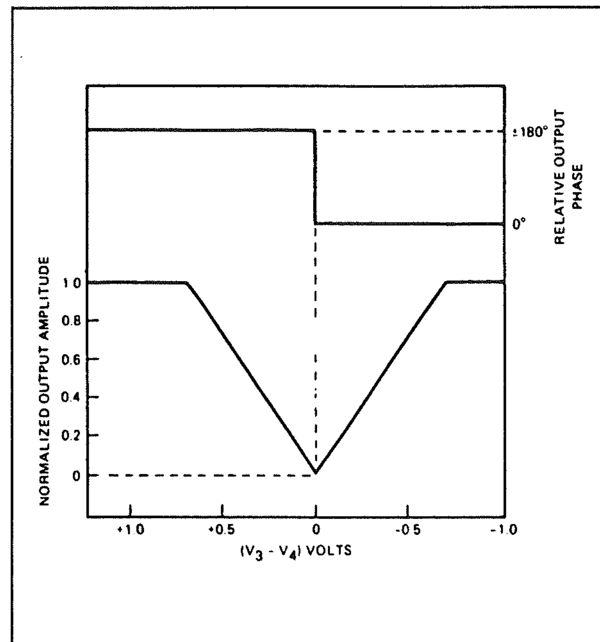
de schakeling in staat zijn sinussen en driehoeken te genereren.



Figuur 6/6.7-13: Het verband tussen de frequentie en de waarde van de timingcondensator.

De X-ingangen van de modulator

Deze ingangen op pennen 3 en 4 worden gebruikt om de grootte van het uitgangssignaal te regelen. Men kan dat doen met een potentiometer, zie het schema van figuur 6/6.7-12, die tussen de positieve voeding en de negatieve voeding is geschakeld. Maar het is ook mogelijk op een van deze ingangen een ander signaal te leggen (zie schakeling rond pen 3) waardoor de uitgang van de generator in amplitude gemoduleerd kan worden. Het verband tussen het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 4 en de grootte van de uitgangsspanning is getekend in de onderste grafiek van figuur 6/6.7-14. Hieruit blijkt dat de XR-205 geen spanning genereert als beide ingangen op dezelfde spanning staan! De uitgangsspanning wordt maximaal als het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 4 gestegen is tot +/-0,75 V.



Figuur 6/6.7-14: Het verband tussen de grootte van de uitgangsspanning van de XR-205 en de sturing van de X-ingangen van de modulator.

Er is iets erg vreemds aan de hand met deze schakeling. Als de spanning op pen 4 groter is dan de spanning op pen 3 genereert de modulator signalen die in fase zijn met de ingang. Als men echter de polariteit van de spanning tussen pen 3 en 4 omdraait, dan levert de modulator uitgangssignalen die 180° in fase verschoven zijn ten opzichte van de ingang. Dit is toegelicht in de bovenste grafiek van figuur 6/6.7-14. Op deze manier kan men de X-ingangen van de modulator ook gebruiken om de XR-205 om te vormen tot een zogenoemde PSK-generator, een "phase shift keyed"-oscillator.

De modulator-uitgangen

De modulator-uitgangen op pennen 1 en 2 leveren de sinus- en driehoekvormige

6.7 Functie-generatoren

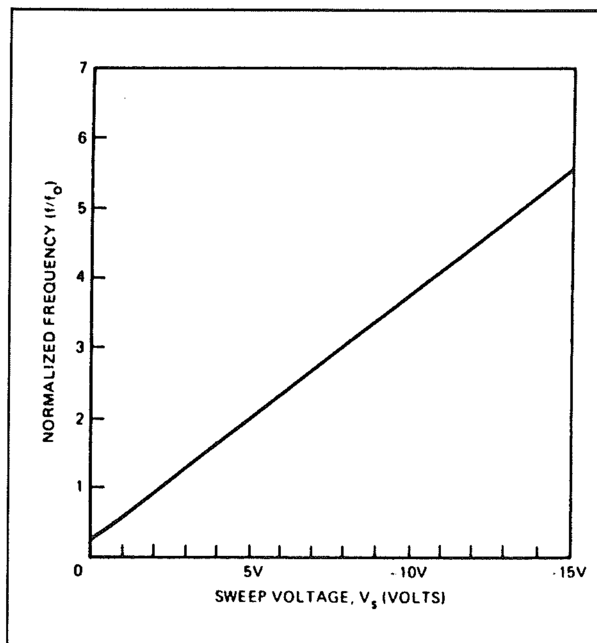
uitgangssignalen van de functie-generator. Tussen deze twee uitgangen moet een externe weerstand van 15 kΩ worden aangebracht. De uitgangen zijn differentieel: het signaal op pen 1 is 180° in fase verschoven ten opzichte van het signaal op pen 2. Men kan het uitgangssignaal zowel tussen beide pennen als tussen een van de pennen en de massa afnemen.

Rechthoekvormige uitgang

Op pen 12 kan een rechthoekvormig signaal worden afgenomen met een amplitude van 0,7 V en een stijgtijd van slechts 20 ns. Dit signaal kan rechtstreeks als uitgang worden gebruikt of via de versterker die in de modulator zit worden opgepept tot 3 V. Men moet er dan wel rekening mee houden dat de uitstekende stijgtijd van pen 12 veel slechter wordt.

FM-ingang

Via deze ingang op pen 13 kan men de uitgangsfrequentie van de XR-205 moduleren. De frequentie stijgt lineair met de waarde van de negatieve spanning op deze ingang. Er moet echter steeds een weerstand van minstens 1 kΩ in serie worden opgenomen. In figuur 6/6.7-12 zijn twee opties getekend. Door middel van de potentiometer van 5 kΩ en de schakelaar S4 kan men de frequentie met de hand instellen. Via de weerstand Rs en een scheidingscondensator kan men echter ook de frequentie moduleren met een extern signaal. Het verband tussen de stuurspanning op deze ingang en de frequentie volgt uit figuur 6/6.7-15. Hieruit blijkt dat men de frequentie over een bereik van ongeveer 5,5 maal kan variëren. Let op het lineaire verband tussen spanning en frequentie, dat alleen ontstaat als men de serieweerstand van 1 kΩ opneemt.



Figuur 6/6.7-15: Het verband tussen de ***negatieve*** spanning op pen 13 en de frequentie-afwijking.

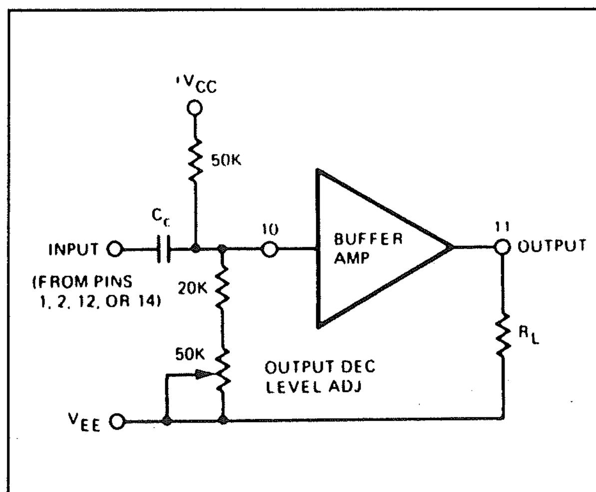
Via deze pen is het ook mogelijk de frequentie die door de XR-205 wordt geleverd te synchroniseren met een ander signaal. Het volstaat een rechthoekvormig sync-signaal met een amplitude tussen 0,1 V en 1 V via een scheidingscondensator en de 1 kΩ weerstand aan deze ingang te leggen. Op deze manier zou men dus op een heel eenvoudige manier een sinussignaal kunnen genereren, dat precies synchroon loopt met een extern rechthoekvormig signaal en dat de frequentieafwijkingen van dit signaal (binnen bepaalde grenzen) volgt.

De uitgangsvorm bepalende ingangen

De pennen 7 en 8 worden gebruikt om de vorm van het uitgangssignaal van de modulator in te stellen. Via deze pennen kan men de uitgang instellen op sinus of driehoek. Voor een sinusvormige uitgang moet men een weerstand van ongeveer

6.7 Functie-generatoren

2 kΩ tussen beide pennen opnemen. Dat kan door een parallelschakeling op te bouwen van een vaste weerstand van 4 kΩ en een potentiometer van 5 kΩ. Met de potentiometer kan men de schakeling afregelen op minimale vervorming van de sinus. Wil men een driehoek op de uitgang, dan volstaat het de waarde van de weerstand tussen de pennen te verdubbelen. Dat kan door de vaste weerstand van 4 kΩ met een schakelaar uit te schakelen. Men kan dan van sinus naar driehoek omschakelen door het openen en sluiten van de schakelaar.



Figuur 6/6.7-16: Het instellen van de interne bufferversterker.

De bufferversterker

De bufferversterker is geschakeld tussen de pennen 10 en 11. Het is echter absoluut noodzakelijk de uitgang van de versterker (pen 11) via een weerstand van maximaal 10 kΩ te verbinden met de meest negatieve spanning in de schakeling. In de meeste gevallen zal dit dus de negatieve voedingsspanning zijn. De ingang van de buffer kan verbonden worden met een van de uitgangen op de pennen 1, 2, 12, 14 of 15. De typische schakeling rond de bufferversterker is getekend in figuur 6/6.7-16. Door middel van de potentiometer kan men de versterking van de trap regelen en dus de uitgangsamplitude instellen.

Duty-cycle regeling

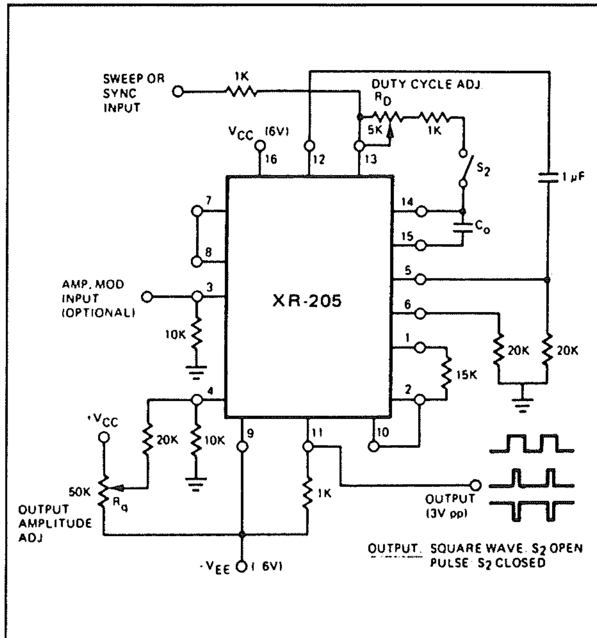
De duty-cycle van de uitgangssignalen (de tijdsverhouding tussen de positieve halve periode en de negatieve halve periode) kan worden ingesteld door de pennen 13 en 14 te verbinden met een weerstand. De duty-cycle neemt af naarmate de weerstandswaarde daalt.

Samenvatting

Hoe de XR-205 ingesteld kan worden voor het genereren van diverse soorten uitgangsspanningen kan als volgt (aan de hand van het schema van figuur 6/6.7-12) worden samengevat:

- Sinusvormige uitgangsspanning
  Schakelaar S2 wordt geopend en schakelaar S1 gesloten. Met behulp van de potentiometer R_j wordt de sinus afgeregeld op minimale vervorming. De sinus kan afgetakt worden van de pennen 1 of 2 of via de bufferversterker van pen 11. De amplitude van de sinus wordt gecontroleerd door het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 4, in te stellen met bijvoorbeeld potentiometer R_q.
- Driehoekvormige uitgangsspanning
  Schakelaars S2 en S1 worden geopend. De driehoek kan worden afgenomen van de pennen 1 of 2 of via de bufferversterker van pen 11. De amplitude van de driehoek wordt gecontroleerd door het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 4, in te stellen met bijvoorbeeld potentiometer R_q.
- Zaagtandvormige uitgangsspanning
  Schakelaar S2 wordt gesloten en schakelaar S1 geopend.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-17: De XR-205 geschakeld als rechthoekvormige spanningsgenerator.

Door het sluiten van S2 wordt de weerstand R_B tussen de pennen 13 en 14 geschakeld, waardoor de duty-cycle van het uitgangssignaal wordt aangetast en op de uitgang een zaagtand ontstaat. De zaagtand kan afgetakt worden van de pennen 1 of 2 of via de bufferversterker van pen 11. De amplitude van de zaagtand wordt gecontroleerd door het spanningsverschil tussen de pennen 3 en 4, in te stellen met bijvoorbeeld potentiometer R_q. Door het ompolen van deze twee pennen kan men de polariteit van de zaagtand inverteren. In het ene geval ontstaat een stijgende zaagtand, in het tweede geval een dalende.

- Rechthoekvormige uitgangsspanning

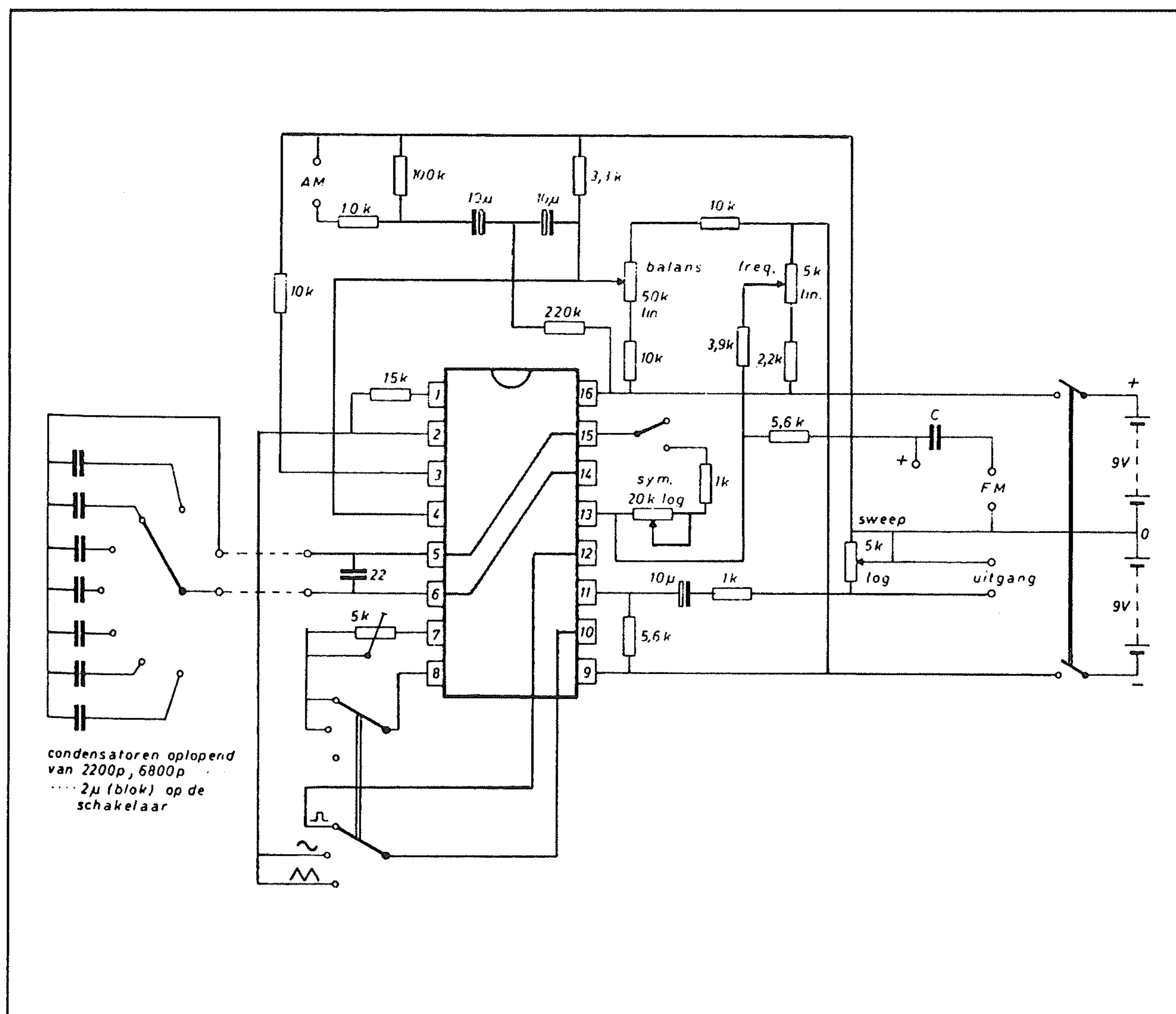
Voor rechthoekvormige uitgangsspanningen moet het basisschema van figuur 6/6.7-12 worden omgevormd tot dat van figuur 6/6.7-17. Als men de schakelaar S2 open laat, ontstaat een mooie symmetrische blok, dus in feite een vierkantvormige spanning. Als men de schakelaar sluit ontstaan smalle pulsjes, waarvan de breedte is in te stellen met behulp van de potentiometer R_D. De amplitude van de uitgangspulsen is regelbaar met de potentiometer R_q.

Specificaties van de XR-205

De specificaties van de XR-205 kunnen in kort bestek als volgt worden samengevat.

- voedingsspanning:
  +/-5 V minimaal, +/-13 V maximaal
- voedingsstroom:
  +/-12 mA maximaal (zonder buffer)
- frequentie-stabiliteit:
  0,5 %/V voedingsspanningsvariatie
  600 ppm/°C maximaal
- frequentie-bereik:
  0 tot 4 MHz typisch
- uitgangsspanningen:
  3 $V_{top-tot-top}$ op pennen 1 en 2
  6 $V_{top-tot-top}$ tussen pennen 1 en 2
  6 $V_{top-tot-top}$ op pen 11
- uitgangsimpedantie buffertrap:
  50 Ω
- uitgangsstroom buffertrap:
  +/-10 mA maximaal
- vervorming op sinus:
  4 % maximaal bij 1 MHz
- niet-lineariteit van driehoek:
  +/-1 % maximaal bij 10 kHz
- niet-lineariteit van zaagtand:
  1,5 % maximaal bij 10 kHz
- stijgtijd pen 12:
  20 ns typisch
- daaltijd pen 12:
  20 ns typisch
- asymmetrie op pen 12:
  +/-4 % typisch
- bereik van de duty-cycle regeling:
  20 tot 80 %
- bereik van de amplitude-modulatie:
  0 tot 100 %

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-18: Eerste voorbeeld-schakeling: een eenvoudige functiegenerator met sinus, driehoek en blok als uitgang.

- lineariteit van de amplitude-modulatie: 0,5 % typisch
- bereik van de frequentie-modulatie: 10 op 1 typisch
- vervorming op de frequentie-modulatie: 0,3 % typisch

Voorbeeld-schakeling 1

In figuur 6/6.7-18 is een praktische toepassing van de XR-205 getekend. De schakeling is een functie-generator die sinus, driehoek en blok levert in een frequentiebereik tussen 1 Hz en 1 MHz.

De uitgangssignalen kunnen zowel in amplitude gemoduleerd worden (ingang AM) als in frequentie (ingang FM).
Verder kan men de duty-cycle instellen (20 kΩ potentiometer en schakelaar) alsmede de fasedraaiing op de uitgang (potentiometer van 50 kΩ). Uiteraard is de frequentie in stappen in te stellen door de timing-condensator door middel van een

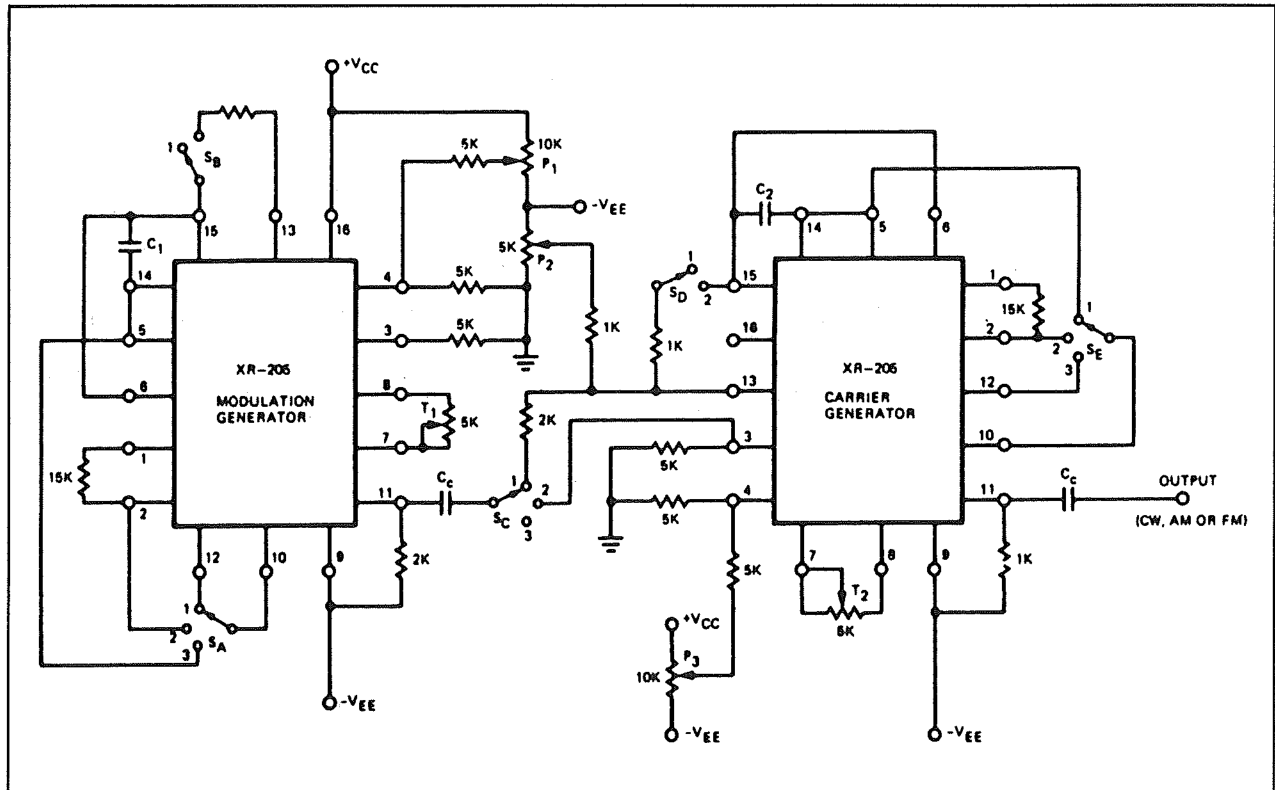
schakelaar om te schakelen en fijn te regelen met behulp van de potentiometer van 5 kΩ.
Het omschakelen tussen sinus, driehoek en rechthoek gebeurt door middel van een 2 x 3 standen schakelaar.

Voorbeeld-schakeling 2
In de schakeling van figuur 6/6.7-19 worden twee XR-205 IC's gebruikt om een zeer veelzijdige functie-generator samen te stellen. De rechter schakeling is de eigenlijke functie-generator, de linker wordt gebruikt om de modulatiesignalen te genereren voor de AM en de FM. Het frequentiebereik gaat van 1 Hz tot 5 MHz, waarbij de condensatoren C1 en C2 verantwoordelijk zijn voor het bereik van modulatie- en uitgangsfrequentie. Men moet zich overigens niet erg veel voorstellen van de sinus- en driehoekvorm bij 5 MHz! De signalen zijn dan erg vervormd. In de praktijk zal men beide vaste condensatoren uiteraard moeten vervangen door een decadische condensator-bank, die door middel van een veelstanden schakelaar omschakelbaar is.

Er wordt volstaan met een overzicht van de functie van alle schakelaars en potentiometers:
- Potentiometer P1:
  Instellen van het modulatie-niveau.
- Potentiometer P2:
  Instellen van de uitgangsfrequentie.
- Potentiometer P3:
  Instellen van de amplitude van de uitgang.
- Instelpotentiometer T1:
  Afregelen van de vorm van het modulatie-signaal.
- Instelpotentiometer T2:
  Afregelen van de vervorming van het uitgangssignaal.
- Schakelaar SA:
  Keuze van het modulatiepatroon:
  - 1: rechthoek;
  - 2: zaagtand;
  - 3: sinus of driehoek.
- Schakelaar SB:
  Instellen van de duty-cycle van het modulatie-signaal:
  - 1: 50 %;
  - 2: 20 %.
- Schakelaar SC:
  Instellen van het soort modulatie:
  - 1: FM;
  - 2: AM;
  - 3: geen (CW).
- Schakelaar SD:
  Instellen van de duty-cycle van de uitgangsspanning:
  - 1: 50 %;
  - 2: 20 %.
- Schakelaar SE:
  Instellen van de vorm van de uitgang:
  - 1: zaagtand;
  - 2: sinus of driehoek;
  - 3: rechthoek of puls.

Het is verbazingwekkend hoeveel verschillende signaalvormen men met deze heel eenvoudige schakeling kan genereren. De figuren 6/6.7-20 tot en met 6/6.7-26 geven enige voorbeelden.
- Figuur 6/6.7-20:
  Driehoekvormig uitgangssignaal zowel in amplitude als in frequentie gemoduleerd met een sinussignaal met een veel lagere frequentie.
- Figuur 6/6.7-21:
  Sinusvormig uitgangssignaal lineair gemoduleerd in frequentie en amplitude, dus door middel van een laagfrequente zaagtand.
- Figuur 6/6.7-22:
  Een burst van twintig sinusperioden symmetrisch in amplitude gemoduleerd met een driehoek.

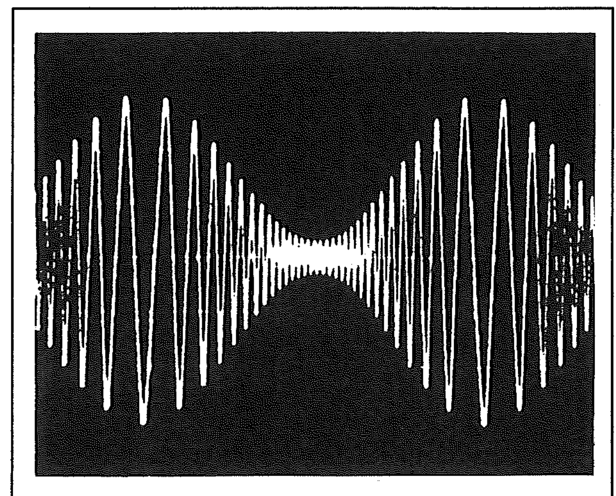
6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-19: Tweede voorbeeld-schakeling: een zeer universele signaalgenerator met alle mogelijke toeters en bellen.

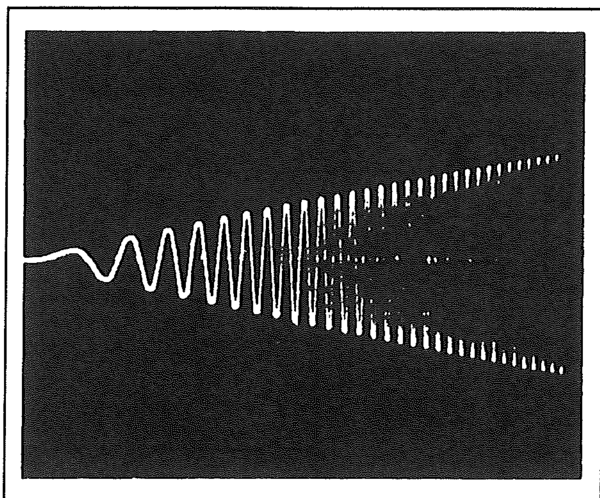
- Figuur 6/6.7-23:
  Sinusvormig uitgangssignaal in een verhouding van 1 op 4 gemoduleerd volgens het FSK-systeem (frequency shift keyed).
- Figuur 6/6.7-24:
  Sinusvormig uitgangssignaal over een bereik van 1 op 5 lineair in frequentie gemoduleerd.
- Figuur 6/6.7-25:
  Een zogenoemde "burst", bestaande uit vier sinusperioden, ontstaan door 100 % in amplitude te moduleren met een laagfrequent blokvormig signaal.
- Figuur 6/6.7-26:
  Een sinusvormig signaal dat door middel van een zaagtand tussen 0 % en 100 % in amplitude wordt gemoduleerd, dus met "onderdrukte draaggolf".

Als deze kleine selectie niet uitnodigt tot experimenteren, wat dan wel!

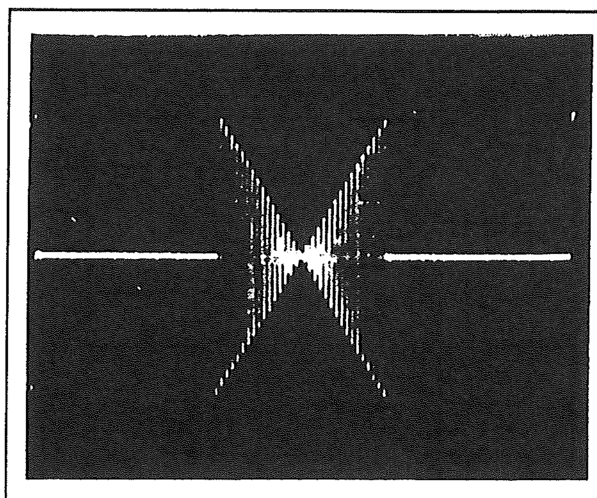


Figuur 6/6.7-20: Voorbeeld 1 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-21: Voorbeeld 2 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.



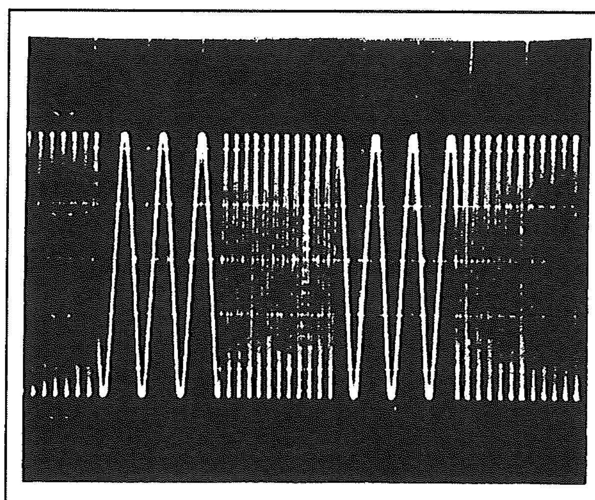
Figuur 6/6.7-22: Voorbeeld 3 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

De ICL8038 van Intersil

Inleiding

In vergelijking met de nogal eigenzinnige XR-205 is de ICL8038 van Intersil een toonbeeld van orde. Het IC heeft drie afzonderlijke uitgangen, waarop keurig sinussen, driehoeken en blokken ontstaan, twee ingangen voor het bepalen van de laad- en ontlaadstromen van de timing-condensator, een aansluiting voor deze condensator en twee pennen voor het minimaliseren van de vervorming op de sinus. Het doorgronden van de werking van deze functie-generator is dus een fluitje van een cent, maar het is natuurlijk wel zo dat de eenvoud gaat ten koste van het aantal mogelijkheden.

Daarnaast heeft de ICL8038 als nadeel dat het frequentiebereik maar tot ongeveer 300 kHz loopt maar wel met een maximale (afgeregelde) vervorming van slechts 0,8 %.

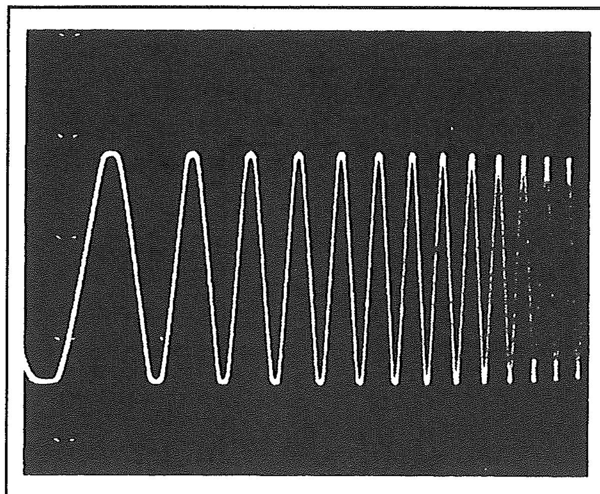


Figuur 6/6.7-23: Voorbeeld 4 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

Intern blokschema en aansluitgegevens

Het intern blokschema is (nog eens) getekend in figuur 6/6.7-27, waar ook de aansluitgegevens met enige nog niet in de inleiding besproken extra pennen zijn samengevat.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-24: Voorbeeld 5 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

Basisschema

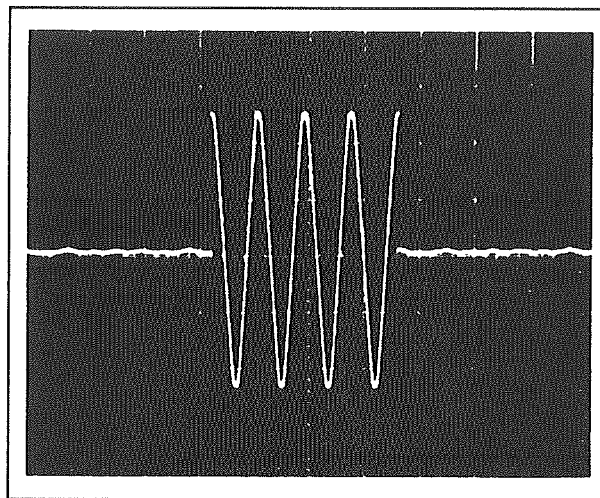
Het basisschema rond de ICL8038 is getekend in figuur 6/6.7-28.

De frequentie van de uitgangssignalen wordt ingesteld met behulp van de stereopotentiometer R_A/R_B en de condensator C. De grootte van de frequentie kan wiskundig omschreven worden door de uitdrukking:

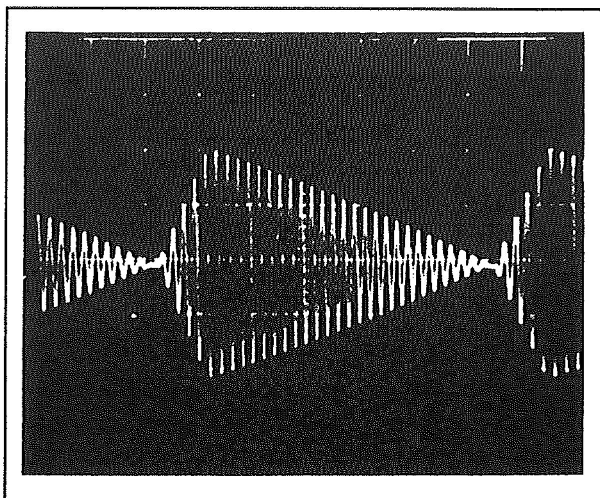
$$f = 0{,}3/R.C$$

met als eenheden Hz, Ω en F en waarbij R de waarde is van een van de potentiometers. Door middel van de kleine instelpotentiometer van 1 kΩ kan de duty-cycle precies op 50 % ingesteld worden. De waarde van de condensator is niet kritisch, men kan zonder meer elco's gebruiken in de laagste frequentiebereiken. De positieve pool van de elco moet dan met pen 10 verbonden worden. De stroom die via de weerstanden in de pennen 4 en 5 vloeit mag niet kleiner zijn dan 1 µA en niet groter dan 5 mA. In de praktijk wordt aanbevolen de stroom niet buiten de grenzen 10 µA en 1 mA te berekenen. In ieder geval geeft dit toch nog een frequentiebereik van 1 op 100, bijvoorbeeld van 20 Hz tot 2 kHz met één condensator!

De vervorming van de sinus kan geminimaliseerd worden met de twee instelpotentiometers van 100 kΩ. Het afregelen op minimale vervorming is echter een tijdrovende zaak, omdat beide instellingen elkaar wederzijds beïnvloeden en de potentiometers dus diverse malen moeten bijgetrimd worden.

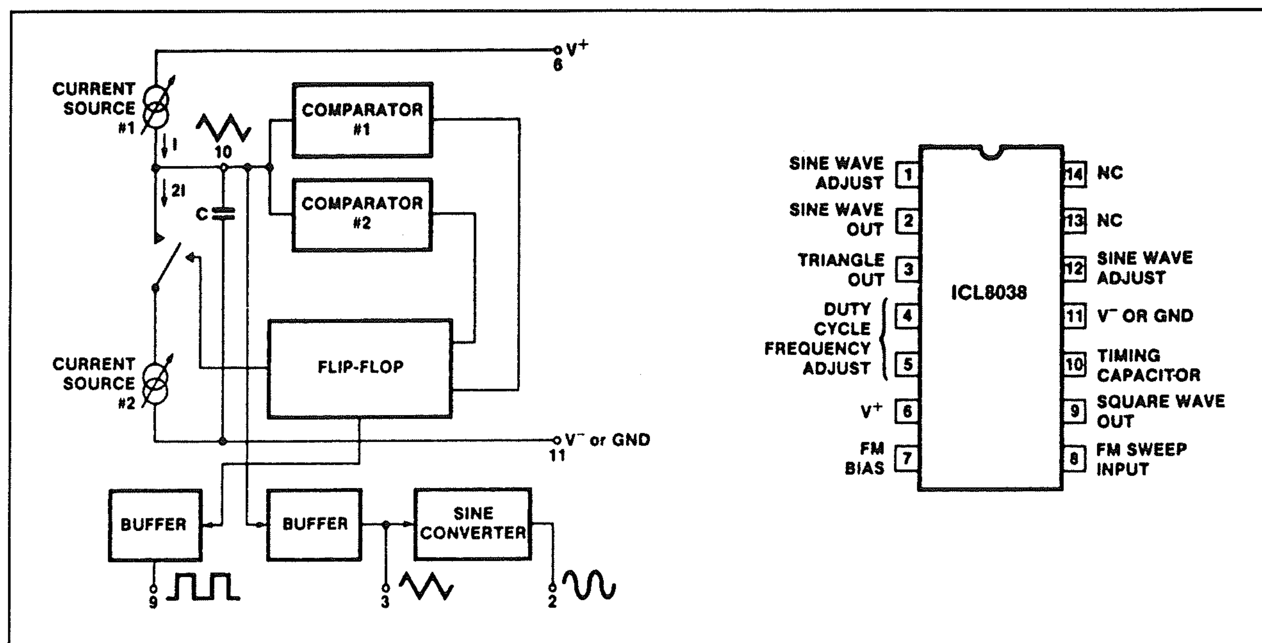


Figuur 6/6.7-25: Voorbeeld 6 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

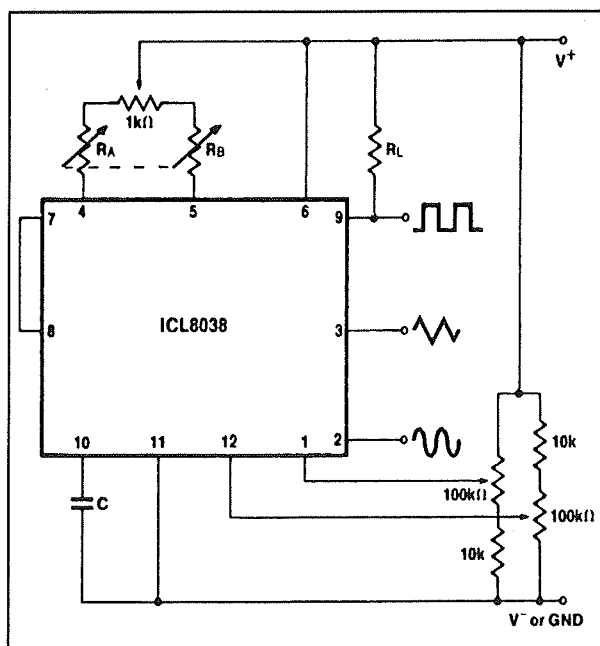


Figuur 6/6.7-26: Voorbeeld 7 van een mogelijk uitgangssignaal, zie tekst.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-27: Intern blokschema en aansluitgegevens van de ICL8038.



Figuur 6/6.7-28: Het basisschema rond de ICL8038.

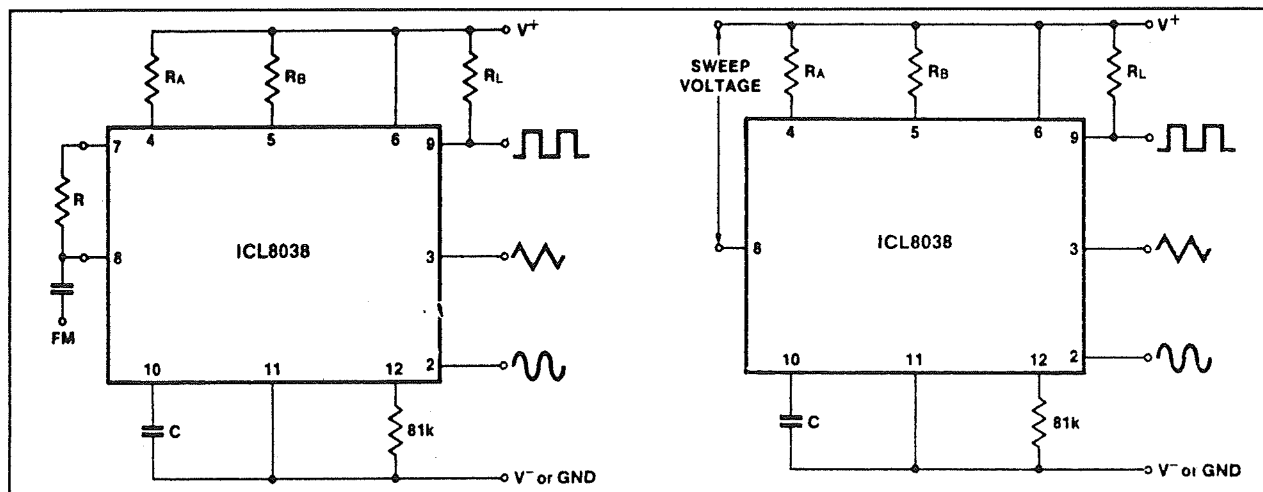
Pen 8 is een ingang, waarmee men eventueel frequentie-modulatie kan toepassen.

Maakt men geen gebruik van deze mogelijkheid, dan moet pen 8 rechtstreeks verbonden worden met pen 7, waarop een instelspanning staat. Het IC kan zowel uit een enkelvoudige als uit twee symmetrische voedingsspanningen gevoed worden. In het eerste geval ligt de gemiddelde waarde van de drie uitgangsspanningen precies op de helft van de voedingsspanning. In het tweede geval is de gemiddelde waarde van de drie uitgangen 0 V, zodat men mooie symmetrische uitgangssignalen krijgt, die zonder koppelcondensatoren verder verwerkt kunnen worden.

Frequentie-modulatie

In figuur 6/6.7-29 zijn twee schema's getekend, waarbij gebruik wordt gemaakt van de frequentie-modulatie ingang (pen 8). In het linker schema blijft pen 8 verbonden met pen 7 en wordt op pen 8 via een scheidingscondensator een modulatie-spanning aangeboden. Met dit systeem kan men echter maar maximaal +/-10 % moduleren.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-29: Twee manieren om frequentie-modulatie toe te passen bij de ICL8038.

In het rechter schema is een systeem getekend, waarbij men over een breder gebied kan moduleren. De modulatiespanning staat echter tussen de ***positieve voeding*** en pen 8 geschakeld en dus niet tussen deze pen en de massa. Als het spanningsverschil tussen de voeding en pen 8 nul is, stopt de schakeling met oscilleren. Met het getekende schema kan gemakkelijk over een bereik van 1 op 1.000 gemoduleerd worden, waarbij de spanning op pen 8 kan dalen tot 1/3 van de voedingsspanning minus 2 V. Is de voedingsspanning dus 15 V, dan kan de spanning op pen 8 dalen tot 3 V. Op deze manier kan men op een heel eenvoudige manier een sweep-generator bouwen met een frequentiebereik van 20 Hz tot 20 kHz.

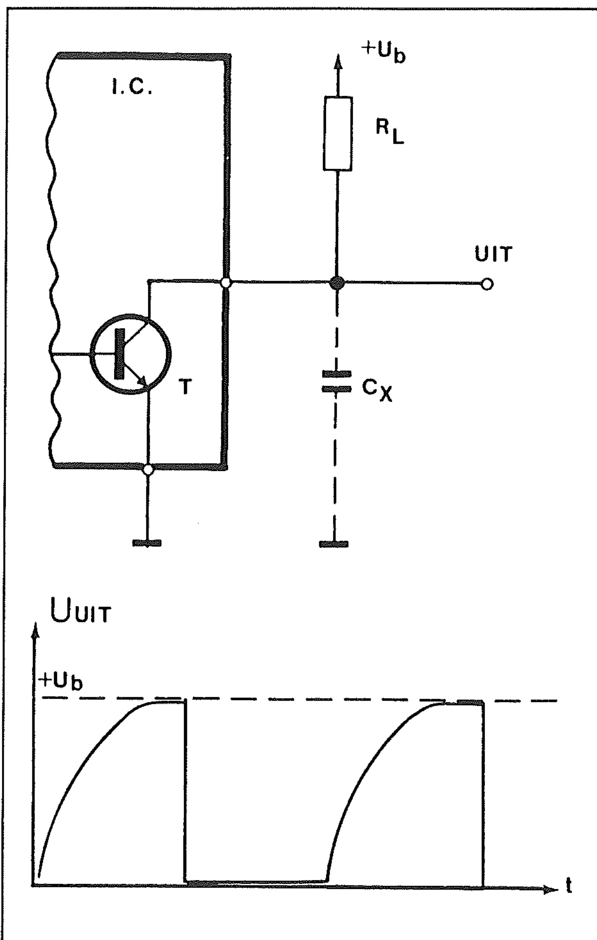
Instelling duty-cycle

Door het variëren van de verhouding tussen de weerstanden R_A en R_B kan men de duty-cycle van de uitgangspuls instellen tussen 1 % en 99 %. Dat betekent dus dat de ICL8038 is staat is zeer mooie zaagtanden en zeer smalle positieve en negatieve pulsjes te genereren. Men moet zich hierbij echter wel aan de reeds gegevens stroomgrenzen van 1 μA en 5 mA houden!

De blokgolf uitgang

Zoals reeds opgemerkt in de inleiding heeft de blokgolf uitgang op pen 9 geen ingebouwde weerstand. Men moet deze extern aanbrengen. Als men echter volgens het schema van figuur 6/6.7-30 alleen een enkelvoudige collectorweerstand gebruikt, zal de stijgtijd van de opgewekte puls uitermate slecht worden.
Dit wordt uiteraard veroorzaakt door de paracitaire capaciteit C_X, die tussen de collector en de massa aanwezig is. Deze vormt met de collectorweerstand een laagdoorlaat filter dat alle hoge harmonischen in de blokgolf verzwakt. Dit verschijnsel is zo erg, dat de "normale" blokgolf uitgang niet meer bruikbaar is boven 10 kHz!
In figuur 6/6.7-31 is echter een alternatieve schakeling getekend, die de ICL8038 omvormt tot een uitstekende rechthoek generator. Jammer dat men deze kleine schakeling niet in het IC geïntegreerd heeft! De schakeling is ontleend aan de TTL-technologie en levert een mooie symmetrische blokpuls af met stijg- en daaltijden die slechts ongeveer 10 ns bedragen. De schakeling is in feite niets meer dan een elektronische omschake-

laar, die de uitgang ofwel via een geleidende T1 doorverbindt met de positieve voeding ofwel via een geleidende T2 met de negatieve voedingsspanning. Door de aanwezigheid van C1 en D1 gaat dat omschakelen razend snel.



Figuur 6/6.7-30: Het aansluiten van een collectorweerstand tussen pen 9 en de positieve voeding heeft tot gevolg dat de stijgtijd van de puls slecht wordt.

Specificaties van de ICL8038

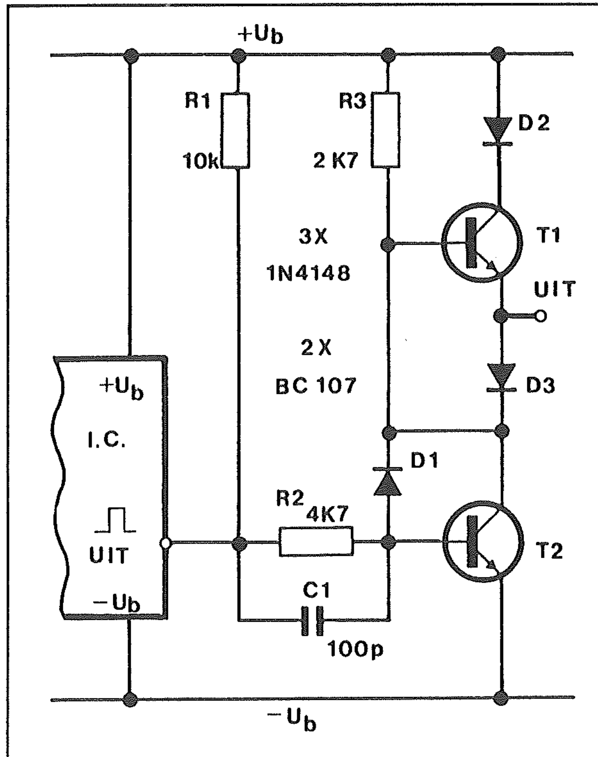
De ICL8038 wordt in drie "kwaliteitsklassen" geleverd. De beste uitvoering is de ICL8038AC, met de onderstaande specificaties.

- voedingsspanning:
  +/-5 V minimaal, +/-15 V maximaal
- voedingsstroom:
  +/-20 mA maximaal
- frequentie-stabiliteit:
  0,05 %/V voedingsspanningsvariatie
  250 ppm/°C maximaal
- frequentie-bereik:
  0 tot 300 kHz typisch
- uitgangsspanning sinus:
  voedingsspanning x 0,22
- uitgangsspanning driehoek:
  voedingsspanning x 0,33
- vervorming op sinus:
  1,5 % maximaal bij 100 kHz
  0,8 % bij goede afregeling
- niet-lineariteit van driehoek:
  +/-0,05 % maximaal bij 10 kHz
- stijgtijd pen 9:
  180 ns typisch bij 4,7 kΩ
- daaltijd pen 9:
  40 ns typisch bij 4,7 kΩ
- asymmetrie bij $R_A = R_B$:
  0,05 % typisch
- bereik van de duty-cycle regeling:
  2 tot 98 %
- bereik van de frequentie-modulatie:
  35 op 1 typisch
- vervorming op de frequentie-modulatie:
  0,2 % typisch

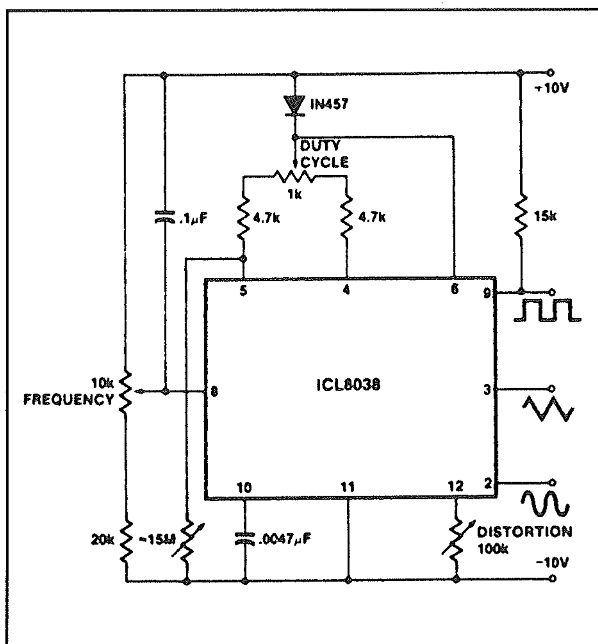
Besluitend kan men stellen dat de ICL8038 veel betere specificaties heeft dan de XR-205. Het enige jammerlijke is uiteraard het lage frequentiebereik van 300 kHz.

Maar, vergeet niet, een functie-generator die sinussen, driehoeken en blokken genereert van 1 Hz tot 300 kHz is in het hobby-laboratorium toch een heel nuttig instrument! Bovendien is een dergelijke functie-generator door iedere hobby-ist zonder problemen rond een ICL8038 op te bouwen.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-31: Een alternatieve "belasting" van de open collector transistor op pen 9.



Figuur 6/6.7-32: Een eenvoudige sweep-generator voor 20 Hz tot 20 kHz.

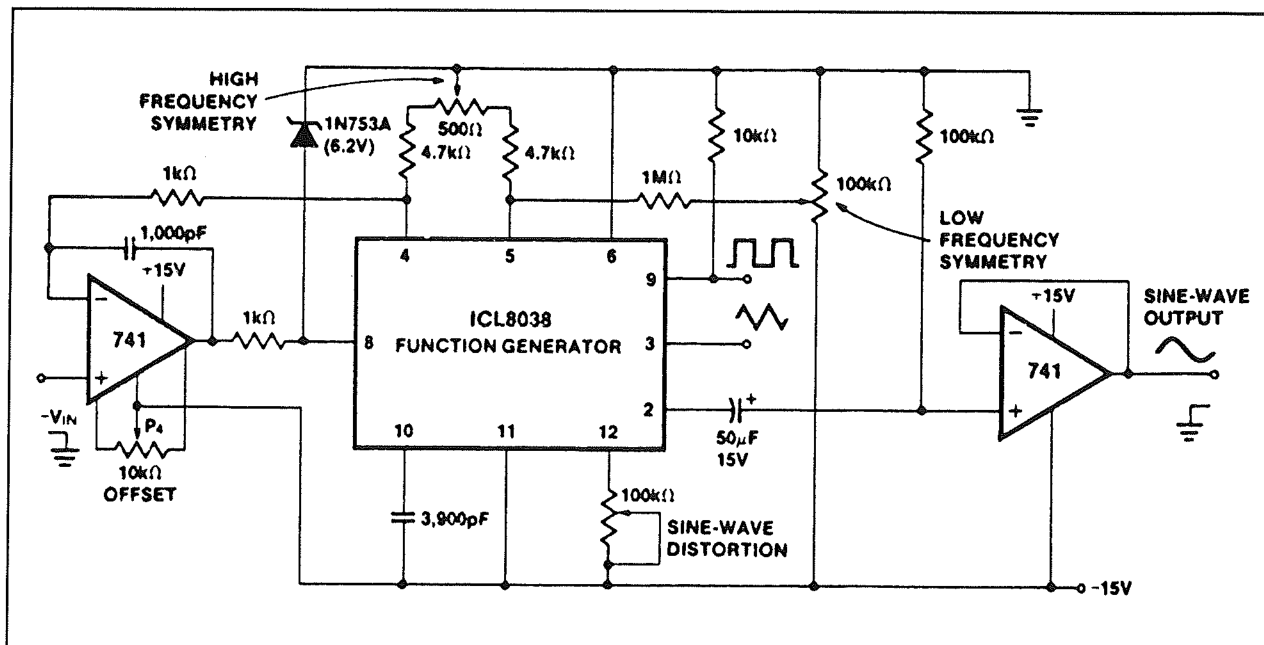
Voorbeeld-schakeling 1

In figuur 6/6.7-32 is het schema getekend van een eenvoudige sweep-generator met een bereik van 20 Hz tot 20 kHz.
De diode 1N457 (kan vervangen worden door een 1N4148) zorgt ervoor dat de spanning op pen 8 positiever kan worden dan de spanningen over de stroombepalende weerstanden van 4,7 kΩ en zelfs positiever dan de positieve voedingsspanning van het IC. Dit is een voorwaarde als men dergelijke grote sweepbereiken wil realiseren. Hierbij moet wel opgemerkt worden dat de lineariteit van de schakeling heel slecht wordt als de spanning op de loper van de potentiometer van 10 kΩ in de buurt van de voedingsspanning komt. De interne sturing van de twee stroombronnen komt dan in het gedrang, waardoor deze niet goed meer werken. De grote instelpotentiometer van 15 MΩ van pen 5 naar de negatieve voeding en de instelpotentiometer van 1 kΩ moeten afgeregeld worden op een duty-cycle van 50 % bij 20 Hz en bij 20 kHz. Omdat het bij dergelijke sweep-generatoren niet erg belangrijk is of de sinus al dan niet vervormd is, werd bij dit schema slechts een enkele instelpotentiometer tussen pen 12 en de negatieve voeding gebruikt om de vervorming te minimaliseren. Maar uiteraard kan men ook hier de twee potentiometers van figuur 6/6.7-28 toepassen.

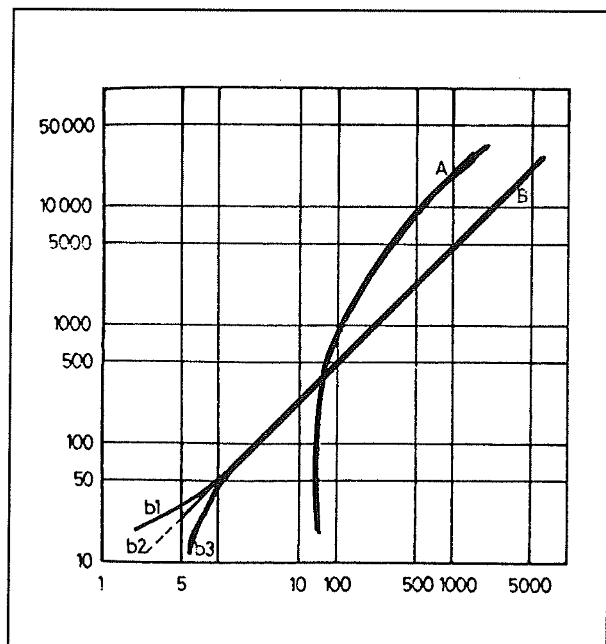
Voorbeeld-schakeling 2

In figuur 6/6.7-33 is een identieke schakeling getekend, maar met veel betere eigenschappen. Met name de lineariteit van de sweep is in hoge mate verbeterd. Bovendien kan deze schakeling gestuurd worden met een externe spanning in plaats van met een potentiometer, hetgeen natuurlijk veel meer mogelijkheden biedt.

6.7 Functie-generatoren



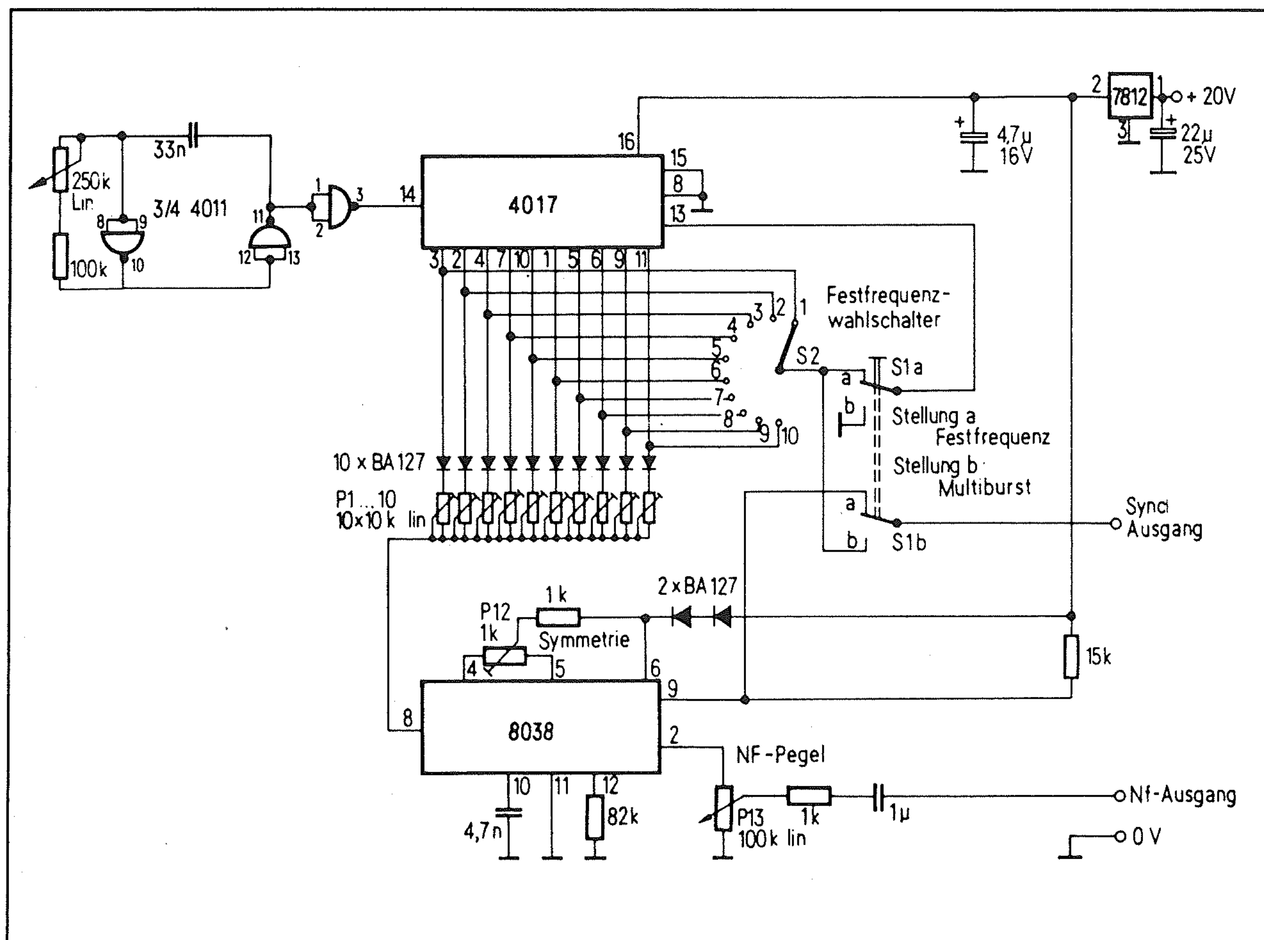
Figuur 6/6.7-33: Een zeer lineaire sweep-generator met een bereik van 20 Hz tot 20 kHz, die met een externe spanning gestuurd kan worden.



Figuur 6/6.7-34: Vergelijking van de lineariteit van de schakelingen van figuur 6/6.7-32 (A) en figuur 6/6.7-33 (B).

De lineariteitsverbetering is te danken aan de linker operationele versterker, die is opgenomen in de interne stroombron-schakelingen van de ICL8038. Deze op-amp verzorgt een stroomtegenkoppeling, waardoor de stroombronnen ook goed worden gestuurd als de externe stuurspanning in de buurt van de positieve voedingsspanning komt. Hoe groot deze lineariteitsverbetering is volgt uit de grafieken van figuur 6/6.7-34.
Deze grafieken geven het verband tussen de opgewekte frequentie en de spanning op respectievelijk de loper van de potentiometer van 10 kΩ in de schakeling van figuur 6/6.7-32 en de ingangsspanning van de schakeling van figuur 6/6.7-33. De curve A geldt voor de schakeling van figuur 6/6.7-32, waaruit duidelijk blijkt hoe slecht de lineariteit daarvan is. De curve B geldt voor figuur 6/6.7-33. De drie deelcurves b1, b2 en b3 geven de invloed aan van de offset van de operationele versterker. Vandaar dat een instelpotentiometer aanwezig is om de offset te compenseren, zodat de schakeling curve b2 volgt.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-35: Een "multi-burst"-generator met tien uitgangsfrequenties.

Voorbeeld-schakeling 3

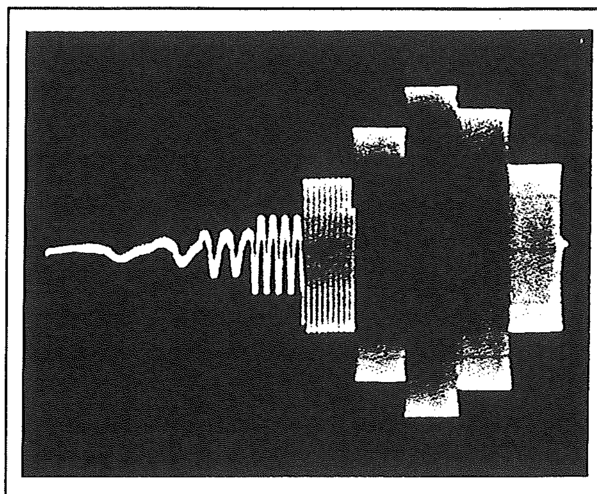
In figuur 6/6.7-35 is een zogenoemde "multi-burst"-generator getekend. Dat is een schakeling die snel achter elkaar groepen pulsjes met verschillende frequenties genereert. Voert men een dergelijk signaal naar een filter en zet men de uitgang van het filter op de scoop, dan ontstaat een soort weergavekarakteristiek, waaruit men de frequentie-eigenschappen van het filter kan afleiden.

De schakeling wordt gestuurd door een oscillator, samengesteld rond drie poorten van een 4011. Deze oscillator werkt op een frequentie van ongeveer 100 Hz. Deze waarde is door middel van de potentiometer van 250 kΩ enigszins bij te regelen, zodat men een mooi stilstaand beeld op het scherm van de scoop kan krijgen. De uitgangspulsjes van de oscillator worden geteld door een 4017. Dat is een tienteller met gedecodeerde uitgangen, hetgeen wil zeggen dat de decimale uitgangen 0 tot en met 9 een na een hoog worden op het ritme van de klokpulsen. Deze tien hoge uitgangen sturen nu stromen naar pen 8 van de ICL8038. De grootte van deze stromen is instelbaar met de tien potentiometers. Op deze manier kan men de schakeling ijken voor de volgende frequenties:

- 30 Hz;
- 60 Hz;
- 125 Hz;

- 250 Hz;
- 500 Hz;
- 1 kHz;
- 2 kHz;
- 4 kHz;
- 8 kHz;
- 16 kHz.

Deze frequenties liggen op ongeveer octaaf-afstand van elkaar en geven een mooie benadering van een logaritmische frequentie-as. Het is mogelijk de generator een van deze frequenties constant te laten genereren. Daarvoor dient de tienstanden schakelaar, die een van de uitgangen doorverbindt met de strobe van de 4017. Daardoor gaat de teller stoppen met teller als de betreffende uitgang "H" wordt, zodat de teller in die stand blijft staan en de oscillator de bij die stand horende frequentie genereert. De tien instelpotentiometers zijn van elkaar gescheiden door tien silicium-dioden, die onderlinge beïnvloeding voorkomen. Om over een dergelijk groot frequentiebereik te kunnen sweepen wordt het IC op een iets lagere spanning gevoed. Vandaar de twee dioden in serie met de voedingsaansluiting. De schakeling kan afgeregeld worden door de omschakelaar S1 in de stand "vaste frequentie" te zetten en de draaischakelaar in de hoogste stand. Nu verdraait men de bij deze stand horende instelpotentiometer tot de ICL8038 een signaal met een frequentie van 16 kHz genereert. Nadien zet men de draaischakelaar in de op een na hoogste stand en verdraait de volgende potentiometer tot de frequentie gelijk is aan 8 kHz. Zo kan men, stap na stap, de tien frequenties ijken. Uiteraard kan men met P12 de dutycycle zo goed mogelijk instellen en eventueel met de reeds bekende instelpotentiometers (die hier niet getekend zijn) de vervorming van de sinus minimaliseren.



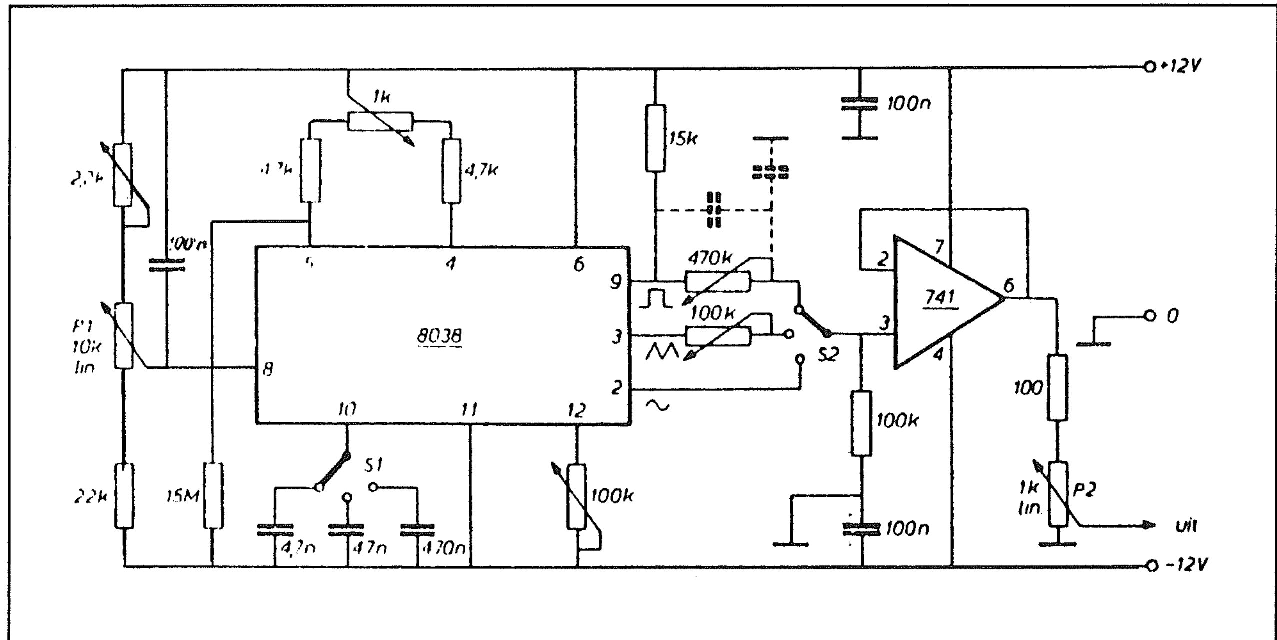
Figuur 6/6.7-36: De frequentie-weergave van een bepaalde LF-schakeling.

Stel nu dat men het apparaat wil gebruiken om de frequentie-weergave van een bepaald blok van een LF-versterker op te meten. De uitgang van de generator wordt dan verbonden met de ingang van dit blok en de uitgangsspanning van het blok wordt aangesloten op de scoop. Op het scherm verschijnt dan, na enig stoeien met de tijdbasis en de synchronisatie van de scoop, het beeld van figuur 6/6.7-36. Hieruit kan men onmiddellijk afleiden dat het blok een soort banddoorlaat filter is met een centrale frequentie die rond 4 kHz ligt. De burst van 4 kHz (de derde laatste) is immers het hoogst. Door de amplituden van de diverse burst's te vergelijken kan men bovendien vrij snel een inzicht krijgen in de verzwakking die het blok voor andere frequenties veroorzaakt. Kortom, een "multi-burst"-generator is gemakkelijk samen te stellen met een ICL8038 en kan een zinrijke aanvulling van het instrumentarium zijn!

Voorbeeld-schakeling 4

De allereenvoudigste functie-generator die men kan bouwen is getekend in figuur 6/6.7-37.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-37: De allereenvoudigste functie-generator met slechts twee IC's.

De ICL8038 wekt hier in drie bereiken signalen op met frequenties tussen:

- 20 Hz en 200 Hz;
- 200 Hz en 2 kHz;
- 2 kHz en 20 kHz.

Het is dus een typisch LF-apparaatje, hetgeen overigens niets afdoet aan de bruikbaarheid voor tests van audio-versterkers.

De werking van de schakeling zal, na alles wat reeds over de ICL8038 geschreven is, wel duidelijk zijn. Door middel van de twee instelpotentiometers in de uitgangen 3 en 9 kan men de amplitudes van sinus, driehoek en blok aan elkaar gelijk maken.

De 741 kan maar beter vervangen worden door een CA3140 of een andere moderne breedbandige op-amp. Het is absoluut onmogelijk dat een 741, zelfs geschakeld als spanningsvolger, blokspanningen met een frequentie van 20 kHz mooi doorlaat. De twee gestippeld getekende capaciteitjes kunnen eventueel worden aangebracht om de stijg- en daaltijden van de blokspanning te verbeteren. De waarde van deze onderdelen moet experimenteel bepaald worden.

De XR-2206 van Exar

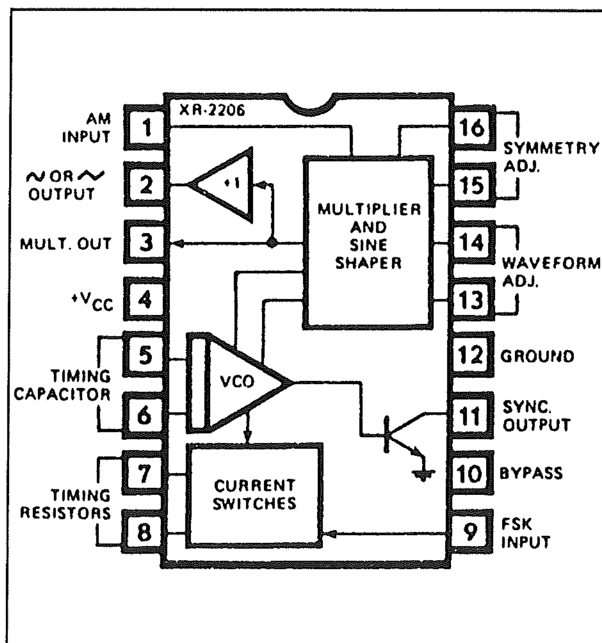
Inleiding

De XR-2206 kan niet als opvolger van de XR-205 beschouwd worden. Het IC heeft specifieke eigenschappen, die de XR-205 niet heeft, maar er ontbreken anderzijds bepaalde mogelijkheden van de 205. Een van de specifieke eigenschappen van de XR-2206 is bijvoorbeeld dat er een elektronische omschakelaar aanwezig is, waarmee omgeschakeld kan worden tussen twee verschillende stroombepalende weerstanden.

Op deze manier kan men de 2206 dus heel eenvoudig twee verschillende frequentie laten genereren, hetgeen voor FSK-toepassingen (frequency shift keying) natuurlijk zeer handig is.

6.7 Functie-generatoren

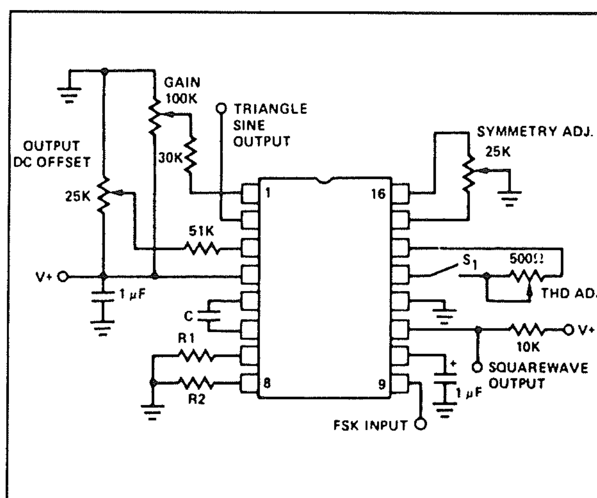
Intern blokschema en aansluitgegevens
Het intern blokschema en de aansluitgegevens van de XR-2206 zijn getekend in figuur 6/6.7-38.



Figuur 6/6.7-38: Intern blokschema en aansluitgegevens van de XR-2206.

Het IC bevat een stroomgestuurde VCO, waarbij de spanning op pen 9 bepaalt of de stroom die uit pen 7 of uit pen 8 vloeit de frequentie definieert. De uitgangen van de VCO gaan intern naar de differentiële ingangen van een modulator, die is uitgevoerd als analoge vermenigvuldiger. Deze vermenigvuldiger heeft uiteraard een tweede ingang (pen 1) waarmee men de uitgang in amplitude kan moduleren. Daarnaast heeft de vermenigvuldiger vier afregelpennen (13, 14, 15 en 16) waarmee men zowel de symmetrie als de vervorming van de uitgangssignalen kan afregelen. De VCO stuurt een transistor met open collector, die gebruikt kan worden om een rechthoekvormige synchronisatie-puls op te wekken. De hoofduitgang van de analoge vermenigvuldiger gaat naar pen 3, maar intern ook naar de ingang van een bufferversterker. De uitgang van deze buffer staat ter beschikking op pen 2. Hiervan kan men de sinus en de driehoek aftakken. Op pen 10 wordt een interne referentiespanning uitgevoerd, die op deze pen ontkoppeld moet worden met een condensator.

Het basisschema
Het basisschema rond de XR-2206 is getekend in figuur 6/6.7-39.



Figuur 6/6.7-39: Het basisschema rond de XR-2206.

Aan de hand van dit schema zullen alle eigenschappen van de 2206 worden besproken.

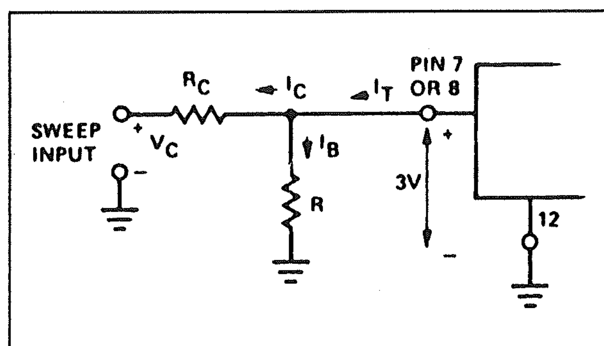
De frequentie
De frequentie van het uitgangssignaal wordt bepaald door de waarde van de condensator C tussen de pennen 5 en 6 en door de waarde van de weerstand tussen de massa en pen 7 of 8. Het wiskundige verband tussen deze onderdelen en de frequentie wordt gegeven door de uitdrukking:

6.7 Functie-generatoren

$$f = 1/RC$$

met als eenheden Hz, Ω en F. Aan de waarde van de condensator zijn geen grenzen gesteld. Als men echter, voor lage frequenties, gebruik moet maken van een elco, dan moet de positieve pool verbonden worden met pen 5. Aan de waarde van de weerstand worden echter wel grenzen gesteld en wel 1 kΩ en 2 MΩ.

Frequentie-modulatie
De pennen 7 en 8 kunnen ook worden gebruikt om de frequentie van de uitgangssignalen te moduleren. Men moet dan gebruik maken van het schema van figuur 6/6.7-40.



Figuur 6/6.7-40: Schema voor frequentie-modulatie bij de XR-2206.

De pennen 7 of 8 staan intern op een spanning die 3 V positiever is dan de negatieve voedingsspanning. De frequentie wordt bepaald door de totale stroom I_T die uit deze pennen vloeit.
Deze stroom moet in ieder geval kleiner blijven dan 3 mA en wordt bepaald door de waarden van V_c, R_C en R. De frequentie wordt gegeven door de uitdrukking:

$$f = 320.I_T/C$$

met als eenheden Hz, mA en µF.

Frequency shift keying
De spanning op pen 9 bepaalt of pen 7 dan wel pen 8 actief is. Als pen 9 open is of op een spanning staat die groter is dan 2 V boven de negatieve voedingsspanning, dan wordt pen 7 geactiveerd. Als de spanning op pen 9 kleiner is dan 1 V boven de negatieve voedingsspanning is pen 8 aan de beurt.

Amplitude modulatie
De amplitude van het uitgangssignaal is recht evenredig met de spanning die op pen 1 wordt aangelegd. Deze spanning mag variëren tussen de positieve voedingsspanning en de massa. Als de spanning gelijk is aan de helft van de voedingsspanning zal de amplitude van de uitgangssignalen gelijk zijn aan nul. Positievere of negatievere spanningen hebben een vergroting van de amplitude tot gevolg, maar de fase draait om. Vergelijk op dit punt de werking van de XR-205!

DC-offset
Op de uitgang van het IC (pen 2) staat een gelijkspanning, waarvan de waarde gelijk is aan de spanning die men op pen 3 aanlegt. De spanning op pen 3 moet resistief uit de voedingsspanning worden betrokken, waarbij de weerstand tussen pen 3 en de massa moet liggen tussen 10 kΩ en 100 kΩ.

Sinus/driehoek omschakeling
Op pen 2 ontstaat een sinusvormige spanning als tussen de pennen 13 en 14 een weerstand van ongeveer 200 Ω wordt geschakeld. De vervorming van de sinus kan worden geminimaliseerd door het afregelen van deze weerstand. Op dezelfde pen ontstaat een driehoekvormig signaal als de resistieve verbinding tussen beide pennen wordt verbroken. De amplitude van

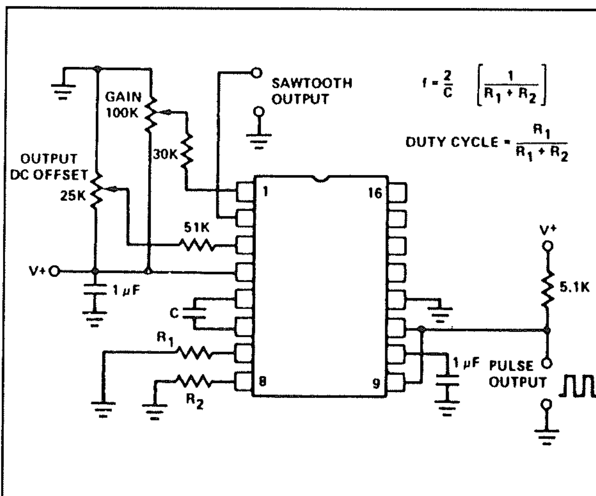
de driehoek is echter ongeveer het dubbele van deze van de sinus!

De blokgolf uitgang

De blokgolf uitgang op pen 11 is een open-collector trap, die dus extern van een belastingsweerstand moet worden voorzien. De voedingsspanning voor deze trap mag maximaal 12 V bedragen. Uiteraard is hier ook weer het verhaal van de figuren 6/6.7-30 en -31 van toepassing!

Duty-cycle instelling

De symmetrie van de uitgangssignalen wordt ingesteld door de potentiometer tussen de pennen 15 en 16. Deze moet een waarde van ongeveer 25 kΩ hebben en de loper moet naar de massa gaan. Als men echter opzettelijk een zeer asymmetrische puls wil genereren, bijvoorbeeld een zaagtand, dan kan men deze niet instellen met de potentiometer. Men moet dan gebruik maken van het schema van figuur 6/6.7-41.



Figuur 6/6.7-41: Een schema voor het instellen van de duty-cycle.

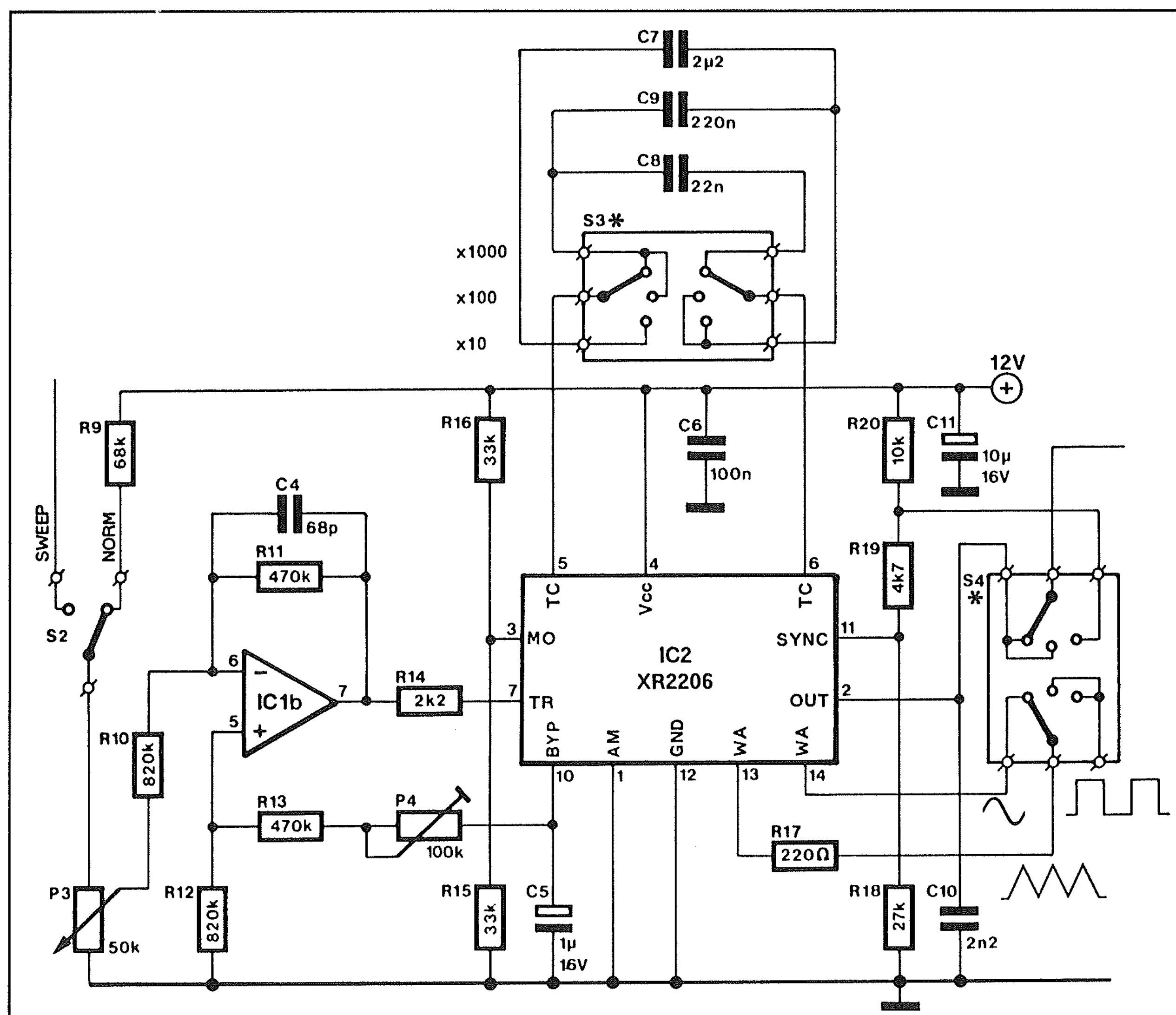
De FSK-ingang (pen 9) wordt verbonden met de rechthoek uitgang (pen 11). Op deze manier zal de schakeling automatisch omschakelen van de frequentiebepalende weerstand R1 op pen 7 naar zijn soortgenoot R2 op pen 8. De duty-cycle kan nu in het brede bereik van 1 % tot 99 % worden ingesteld door de verhouding tussen de twee weerstanden. De weerstanden mogen echter niet kleiner worden dan 1 kΩ en niet groter dan 2 MΩ.

Specificaties van de XR-2206

De specificaties van de XR-2206CP (de normale plastic DIL-uitvoering) kunnen als volgt worden samengevat.

- voedingsspanning:
  +/-5 V minimaal, +/-13 V maximaal
- voedingsstroom:
  +/-20 mA maximaal
- frequentie-stabiliteit:
  0,01 %/V voedingsspanningsvariatie
  20 ppm/°C maximaal
- frequentie-bereik:
  0 tot 500 kHz typisch
- uitgangsspanning:
  6 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ maximaal
- uitgangsimpedantie:
  600 Ω
- vervorming op de sinus:
  2,5 % maximaal
  0,5 % typisch na afregeling
- niet-lineariteit van de driehoek:
  +/-1 % maximaal bij 10 kHz
- stijgtijd pen 11:
  250 ns typisch
- daaltijd pen 11:
  50 ns typisch
- bereik van de duty-cycle regeling:
  1 tot 99 %
- bereik van de amplitude-modulatie:
  0 tot 100 %
- lineariteit van de amplitude-modulatie:
  2 % typisch
- bereik van de frequentie-modulatie:
  2.000 op 1 typisch

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-42: Een functie-generator met een bereik van 20 Hz tot 200 kHz.

- vervorming op de frequentie-modulatie:
  0,1 % typisch

Voorbeeld-schakeling 1

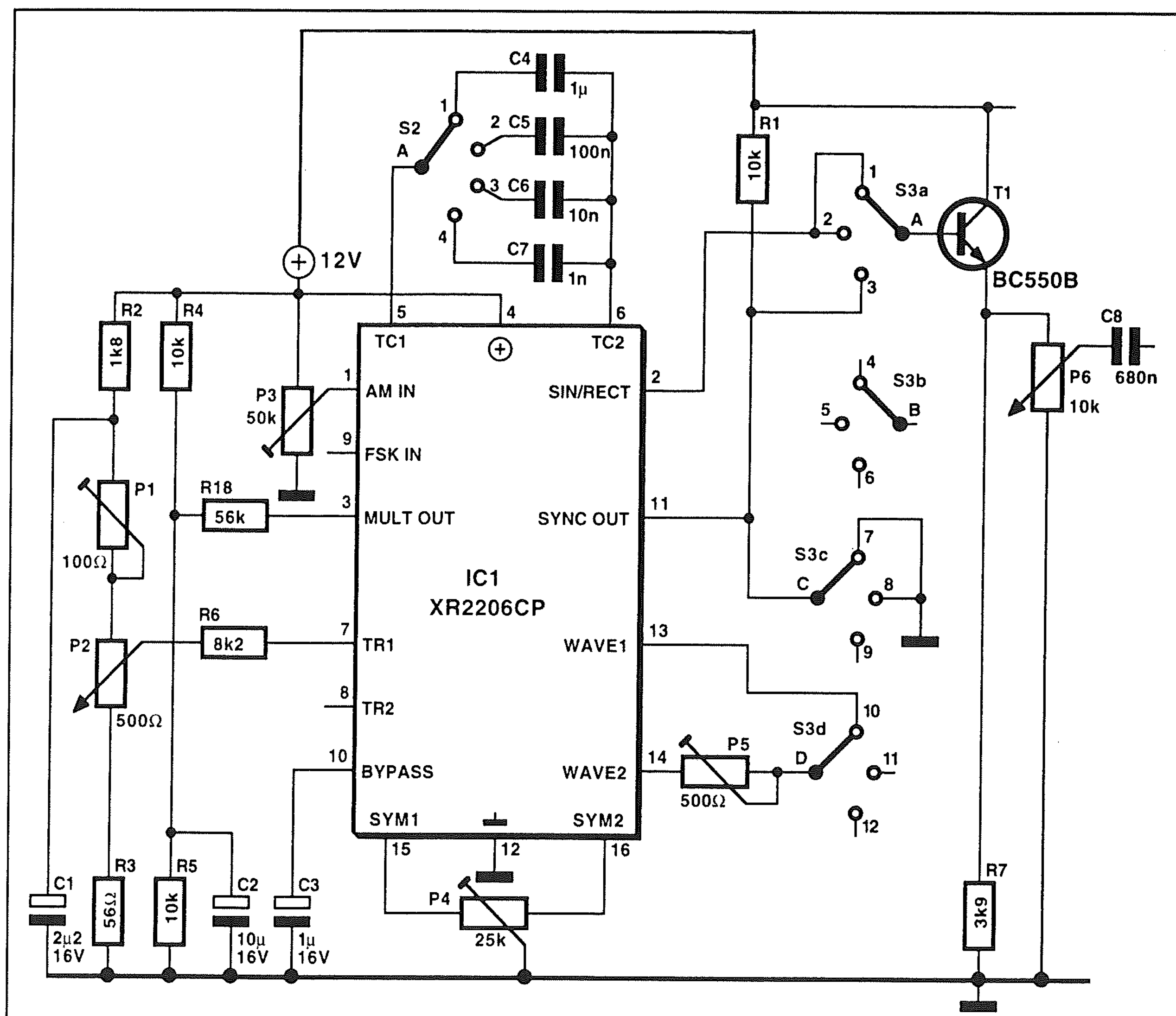
In figuur 6/6.7-42 wordt de XR-2206 gebruikt als functie-generator met een frequentiebereik van 20 Hz tot 200 kHz. Dit bereik is verdeeld over drie standen, namelijk:

- 20 Hz tot 2 kHz;
- 2 kHz tot 20 kHz;
- 20 kHz tot 200 kHz;

die door middel van de 2 x 3 standen schakelaar S3 instelbaar zijn. De fijne regeling van de frequentie kan zowel met potentiometer P3 gebeuren als met een extern sweepsignaal (schakelaar S2) dat een bereik van 0 tot +5 V moet hebben.

Tussen de ingang op pen 7 en de stuurspanning staat een operationele versterker IC1b geschakeld. Deze is opgenomen in de interne schakelingen van de stroombronnen en verbetert de lineariteit van de frequentie-instelling.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-43: Een functie-generator met een frequentiebereik van 10 Hz tot 100 kHz.

Het omschakelen tussen sinus, driehoek en blok gebeurt met een 3 x 2 standen schakelaar S4.
De synchronisatie-uitgang op pen 11 wordt gebruikt als blok-uitgang en wordt door middel van de weerstanden R18, R19 en R20 op dezelfde top-tot-top waarde ingesteld als de sinus. In dit schema wordt de vervorming van de sinus niet afgeregeld. Men kan natuurlijk de vaste weerstand R17 vervangen door een instelweerstand van 500 Ω. Ook de symmetrie wordt niet afgeregeld, maar niemand belet de nabouwer uiteraard om tussen de pennen 15, 16 en de massa de uit figuur 6/6.7-39 bekende potentiometer van 25 kΩ op te nemen.

Voorbeeld-schakeling 2
In figuur 6/6.7-43 is een functie-generator beschreven met een frequentiebereik tussen 10 Hz en 100 kHz. Dit bereik is verdeeld in vier decimale gebieden, te kiezen met de 1 x 4 standen schakelaar S2. In dit schema wordt wel gebruik gemaakt van de instelpotentiometers voor het mi-

6.7 Functie-generatoren

nimaliseren van de vervorming (P5) en de asymmetrie (P4).

Opmerkenswaard in dit schema is de manier waarop gekozen wordt voor sinus, driehoek en blok. Als men kiest voor sinus of driehoek, wordt de sync-uitgang op pen 11 door middel van de schakelaar S3c kortgesloten naar de massa. Dat is een verstandige maatregel, want zonder deze kortsluiting kunnen er paracitaire schakelpulsjes van deze trap doordringen op de sinus- of driehoek-uitgangen.

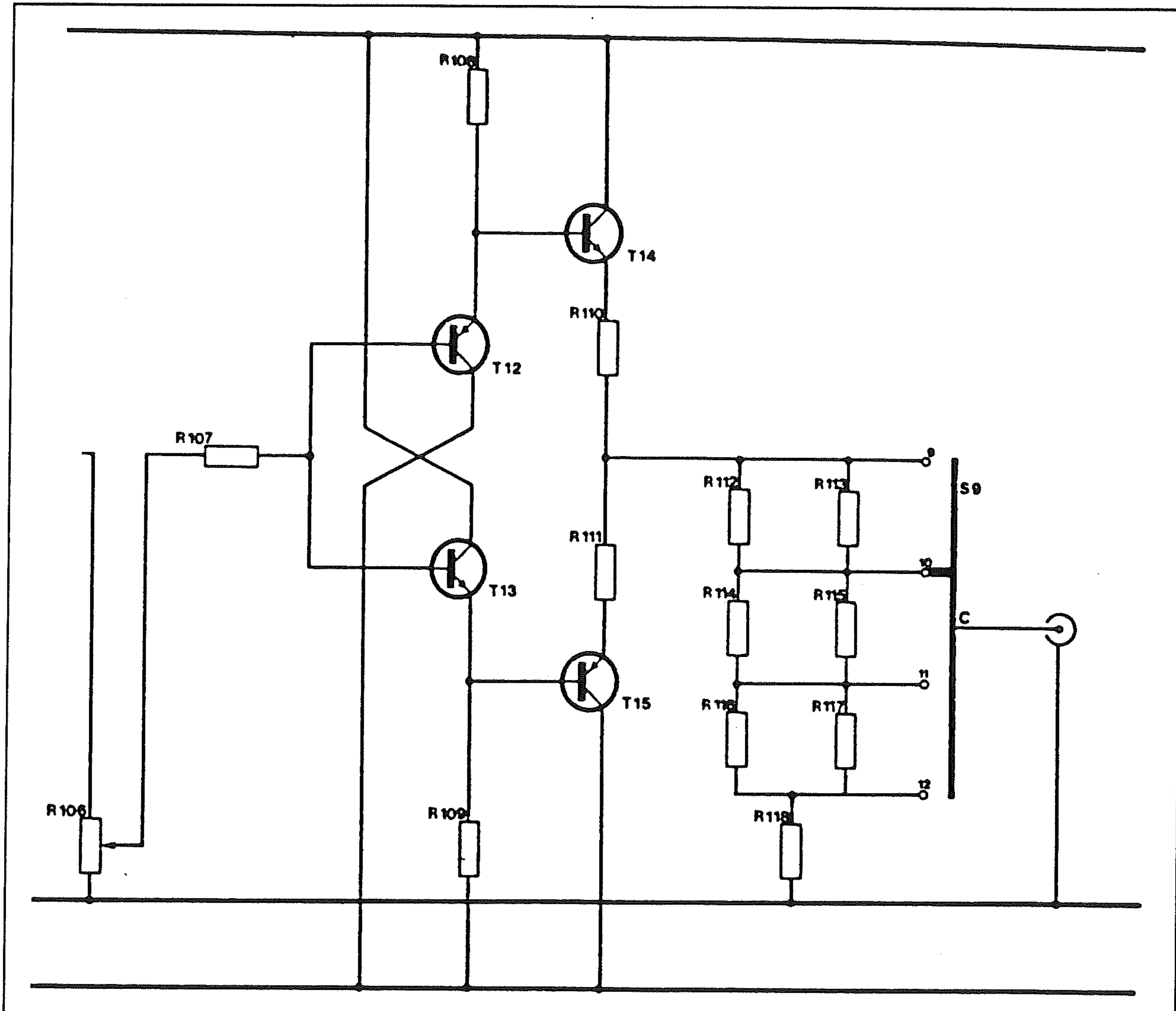
De uitgangstrap

Inleiding
Het genereren van mooie sinussen, blokken en driehoeken is één ding, deze signalen geschikt maken voor practisch gebruik een heel andere zaak. De functiegenerator IC's hebben over het algemeen een vrij hoge uitgangsimpedantie, met als gevolg dat deze schakelingen niet in staat zijn middelzware belastingen rechtstreeks aan te sturen.
Het is echter zeer handig als men de uitgang van een functie-generator rechtstreeks op een luidsprekertje kan aansluiten om resonantieverschijnselen op te sporen. Dat kan alleen als men de uitgang(en) van het IC afsluit met een bufferversterker, die in staat is stromen van minstens 100 mA te leveren. Nu is het ontwerpen van zo'n schakeling niet zo eenvoudig. Als die versterker alleen sinussen zou moeten versterker was er geen probleem. Maar de bedoeling is uiteraard dat ook de driehoeken, blokken en eventueel zaagtanden keurig door de schakeling komen. Nu hebben deze signaalvormen allemaal veel hoge harmonischen.

Als men dus een eindtrap wil ontwerpen die een blokspanning van 100 kHz zonder merkbare vervorming doorlaat, dan moet zo'n trap een bandbreedte van minstens 2 MHz hebben! En daar zit nu het grote probleem. Het ontwerpen van dergelijke schakelingen is al moeilijk genoeg. Maar dan moeten zij nadien nog nagebouwd worden. Schakelingen met dergelijke grote bandbreedten waar bovendien flinke stromen door lopen zijn ideale kandidaten voor verschrikkelijke verschijnselen zoals oscillaties.
In de volgende paragraafjes zullen twee praktische voorbeelden van goede eindtrappen worden besproken. De schakelingen kunnen zonder bezwaar achter de uitgangen van de praktische schema's van functie-generatoren, die in dit hoofdstuk besproken zijn, worden geschakeld.

Voorbeeld-schakeling 1
Om te beginnen geeft figuur 6/6.7-44 een eenvoudig schemaatje van een universele eindtrap, die zich letterlijk honderdvoudig in de praktijk bewezen heeft. Het is een complementair ontwerp, dat symmetrisch gevoed moet worden uit +/-15 V. Dank zij deze speciale complementaire structuur is de bandbreedte zeer hoog, zodat blokspanningen van 200 kHz zonder merkbare vervorming uit de trap komen.
Nadeel is dat de spanningsversterking gelijk is aan een, er wordt dus geen spanning versterkt, wel uiteraard stroom.
De uitgangsstroom bedraagt maximaal +/-50 mA, waarbij de twee eindtransistoren wel gekoeld moeten worden.
De trap wordt afgesloten met een resistieve 1/9/99/999 spanningsdeler, zodat men de uitgangsspanning van een functiegenerator tot op de mV nauwkeurig kan instellen.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-44: Een complementaire uitgangsbuffer met een spanningsversterking van 1 en een uitgangsstroom van +/-50 mA.

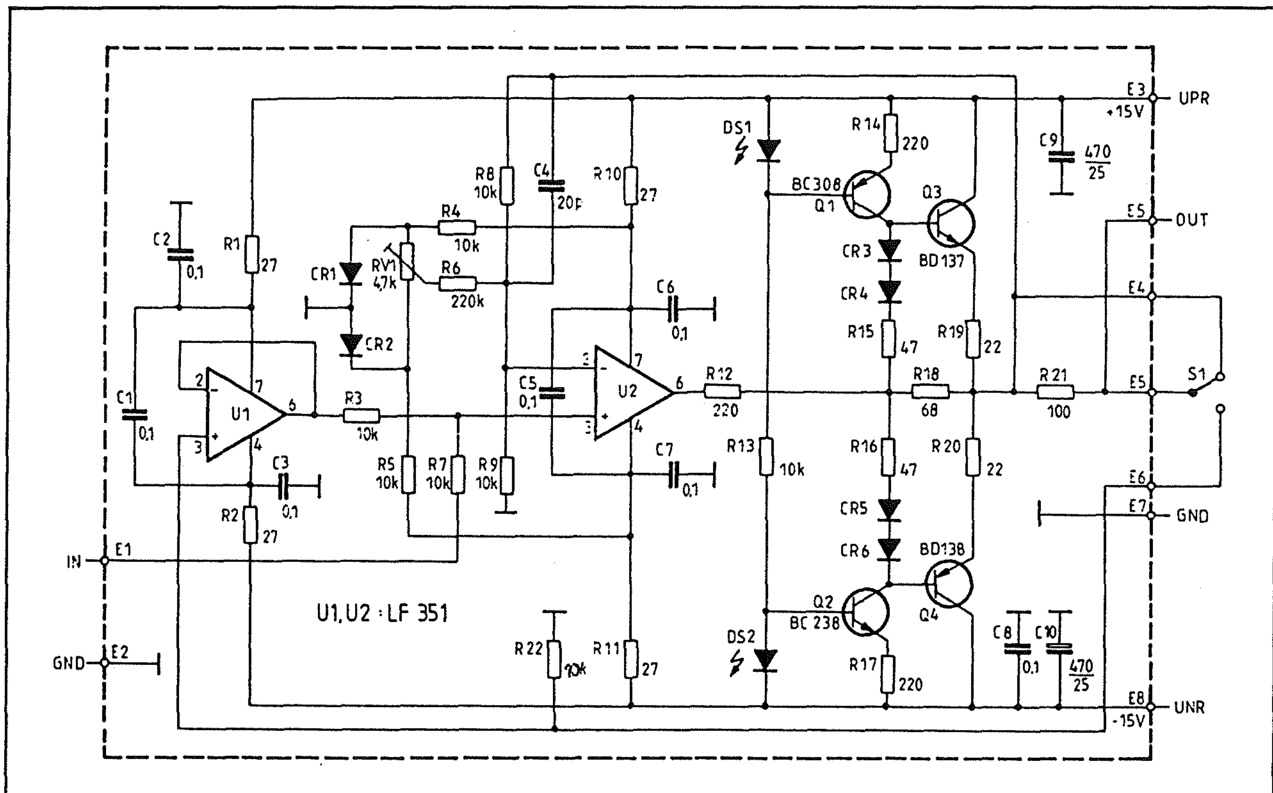
De waarde van de onderdelen:
- R107 = 180 Ω
- R108, R109 = 2,2 kΩ
- R110, R111 = 18 Ω
- R112 = 10 kΩ
- R113 = 1 kΩ
- R114, R115 = 180 Ω
- R116, R117 = 18 Ω
- R118 = 1 Ω.

Als transistoren kunnen de beroemde BC107 (T13), BC177 (T12), BC140 (T14) en BC160 (T15) gebruikt worden.

Voorbeeld-schakeling 2

Heel wat ingewikkelder is de schakeling van figuur 6/6.7-45. Maar deze schakeling is dan ook in staat uitgangsstromen van 100 mA te leveren, zodat men er zonder bezwaar luidsprekers op kan aansluiten. Het ingangssignaal komt via de weerstand R7 in de versterker. De eigenlijke versterker bestaat uit de operationele versterker U2 en de vier transistoren. De spanningsversterking van het geheel bedraagt ook nu een.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-45: Een uitgangstrap die stromen tot +/-100 mA kan leveren.

De transistoren Q1 en Q2 vormen twee stroombronnen, die de sturing van de eindtransistoren voor hun rekening nemen. De stroombronnen worden ingesteld door de constante spanningsvallen over de LED's DS1 en DS2. Omdat het bij dergelijke schakelingen absoluut verboden is dat er een gelijkspanning op de uitgang ontstaat is via de instelpotentiometer TV1 in een mogelijkheid voorzien om de offset van de operationele versterker te compenseren. De twee dioden CR1 en CR2 (silicium) begrenzen het bereik van de offset-compensatie tot +/-0,65 V. Een bijzondere rol wordt gespeeld door de weerstand R18. Deze zorgt ervoor dat het uitgangssignaal van de operationele versterker U2 rechtstreeks naar de uitgang gaat als men deze nauwelijks belast. Op deze manier wordt de onvermijdelijke vervorming van de transistoren uitgeschakeld, zodat de schakeling voor kleine belastingen een zeer lage vervorming heeft. De eerste operationele versterker U1 speelt een rol als men door middel van de schakelaar S1 omschakelt van spanning- naar stroomuitgang. De weerstand R21 dient daarbij als stroomsensor. Deze meet de stroom die uit de uitgang vloeit en koppelt een daarmee evenredige spanning terug naar de ingang van operationele versterker U1. Deze buffert deze spanning en koppelt ze terug naar de ingang van operationele versterker U2. Op deze manier zorgt de schakeling ervoor dat de noodzakelijke stroom ter beschikking komt om zeer laagohmige belastingen aan te sturen. Om het verliesvermogen in de eindtransistoren Q3 en Q4 binnen de grenzen te houden mag bij stroomsturing niet meer dan 1 V op de ingang van de schakeling worden gezet.

De MAX038 van Maxim

Inleiding

De MAX038 is een functie-generator IC van de nieuwste generatie. Het IC bevat alle schakelingen die noodzakelijk zijn voor het samenstellen van een zeer hoogfrequente zeer nauwkeurige functiegenerator die met een minimaal aantal externe componenten sinusvormige, zaagtandvormige, driehoekvormige, rechthoekvormige en pulsvormige signalen genereert. De uitgangsfrequentie, instelbaar tussen 0,1 Hz en minimaal 20 MHz, wordt bepaald door een extern RC-netwerk, een stroom en een interne bandgap-referentie van 2,5 V. De duty-cycle is instelbaar tussen 15 % en 85 % door het aanleggen van een stuurspanning van +/-2,3 V. Frequentie-modulatie en -sweeping kunnen op dezelfde manier worden ingesteld. De vorm van het uitgangssignaal wordt digitaal geprogrammeerd door een binaire code op twee TTL-compatibele SELECT-pennen. Alle signalen zijn volledig symmetrisch ten opzichte van de massa en hebben een top-tot-top waarde van 2 V. De afsluitende buffer heeft een zeer lage uitgangsimpedantie en kan stromen tot +/-20 mA leveren dan wel sinken. Er staat een TTL-compatibele SYNC-uitgang ter beschikking die onder alle omstandigheden een tijdsymmetrisch signaal genereert met dezelfde frequentie als het hoofdsignaal. De MAX038 heeft bovendien een interne fase-comparator, die gebruikt kan worden om het IC op een gebruikersvriendelijke manier op te nemen in een PLL.

Eigenschappen

De voornaamste "high-lights" van deze schakeling op een rijtje:

- 0,1 Hz tot 20 MHz (typisch!) frequentiebereik;
- sweep-bereik over een 1 op 350 bereik;
- 0,75 % vervorming (typisch) op de sinus;
- 0,1 Ω uitgangsimpedantie;
- 200 ppm/°C temperatuursdrift op de frequentie;
- 15 % tot 85 % duty-cycle.

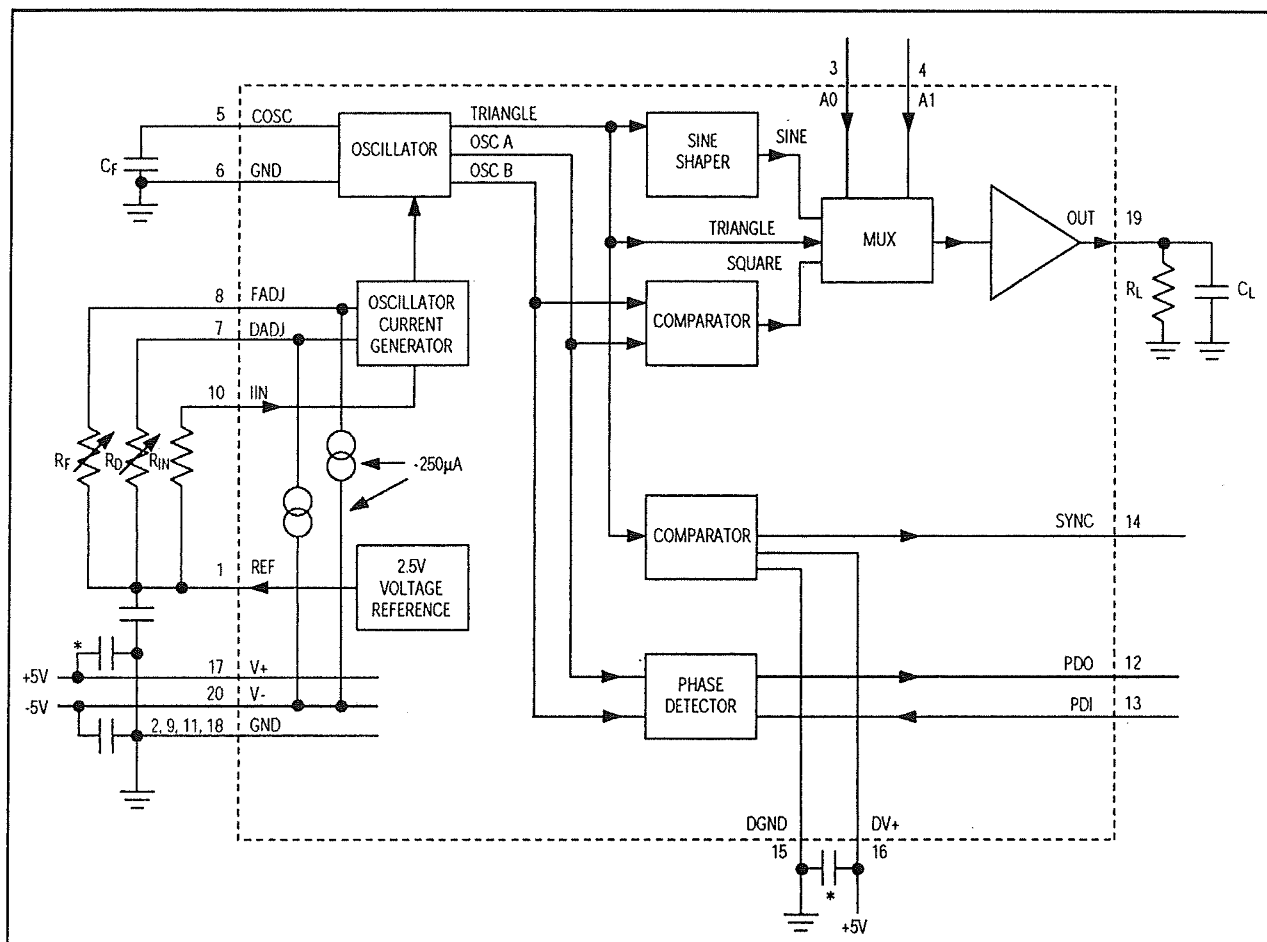
Intern blokschema en functie van de pennen

Het intern blokschema van de MAX038 is getekend in figuur 6/6.7-46, de aansluitgegevens van de DIL-20 behuizing staan in figuur 6/6.7-47.

Aan de hand van onderstaande penbeschrijving zal de werking van de schakeling al vrij duidelijk worden.

- pen 1: REF
  uitgangspen van de interne 2,5 V bandgap referentie.
- pen 2: GND:
  een van de intern niet met elkaar verbonden massa-pennen.
- pen 3: A0
  eerste ingang voor het binair selecteren van de signaalvorm.
- pen 4: A1
  tweede ingang voor het binair selecteren van de signaalvorm.
- pen 5: COSC
  aansluiting van de externe condensator voor de frequentie-instelling.
- pen 6: GND
  een van de intern niet met elkaar verbonden massa-pennen.
- pen 7: DADJ
  ingang voor het instellen van de duty-cycle, door het aanleggen van een spanning tussen -2,3 V en +2,3 V op deze ingang kan men de aan/uit-verhouding van de uitgangsspanning variëren tussen 15 % en 85 %.

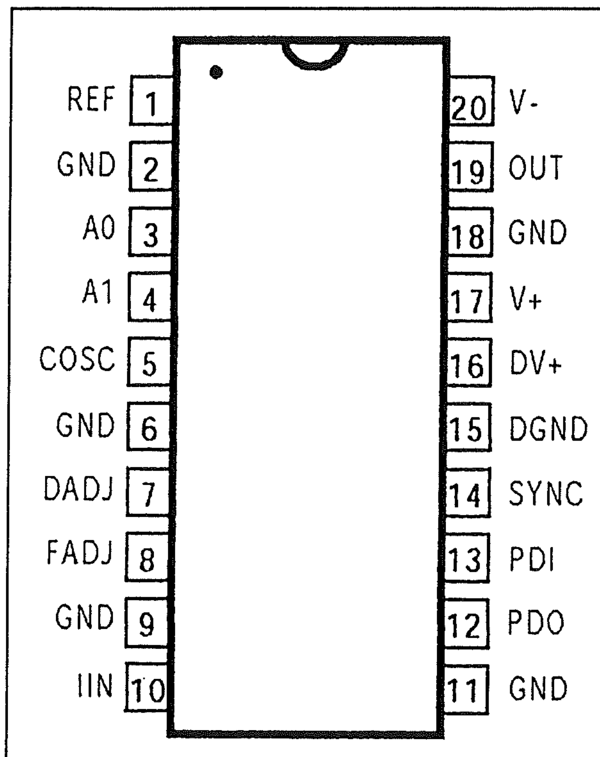
6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-46: Intern blokschema van de MAX038.

- pen 8: FADJ
  ingang voor het fijn instellen van de frequentie, door het aanleggen van een spanning tussen -2,3 V en +2,3 V kan men de frequentie variëren over een bereik van +/-70 %.
- pen 9: GND
  een van de intern niet met elkaar verbonden massa-pennen.
- pen 10: IIN
  stroom-ingang voor het instellen van de frequentie, in deze ingang moet een stroom gestuurd worden van minimaal 2 µA en maximaal 750 µA.
- pen 11: GND
  een van de intern niet met elkaar verbonden massa-pennen.
- pen 12: PDO
  uitgang van de fase-detector, moet aan de massa liggen als deze functie niet wordt gebruikt.
- pen 13: PDI
  ingang van de fase-detector, moet met de massa verbonden worden als deze functie niet wordt gebruikt.
- pen 14: SYNC
  TTL/CMOS-compatibele uitgang waarmee men de interne oscillator kan synchroniseren met een extern signaal, moet open blijven als deze functie niet wordt gebruikt.
- pen 15: DGND
  digitale massa, moet via een afzonderlijke printbaan naar het massapunt.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-47: Aansluitgegevens van de MAX038.

- pen 16: DV+
  digitale +5 V voedingsaansluiting, alleen noodzakelijk als de SYNC-functie wordt gebruikt.
- pen 17: V+
  +5 V positieve voedingsaansluiting.
- pen 18: GND
  een van de intern niet met elkaar verbonden massa-pennen.
- pen 19: OUT
  uitgangspen van het functie-generator signaal.
- pen 20: V-
  -5 V negatieve voedingsaansluiting.

Werkingsbeschrijving

De bespreking van de werking van dit IC vindt plaats aan de hand van het intern blokschema van figuur 6/6.7-46. De interne oscillator is een relaxatie-type, waarvan de frequentie wordt bepaald door het op- en ontladen van een condensator door middel van twee constante stromen. Op deze manier ontstaan driehoek- en blokvormige signalen. De stroomsterkten van deze twee stromen worden gecontroleerd door de stroom die in de pen IIN vloeit en worden gemoduleerd door de spanning die wordt aangesloten op de FADJ en DADJ pennen. Op deze manier kan men zowel de duty-cycle regelen als frequentiemodulatie toepassen. De stroom die in de IIN pen vloeit kan liggen tussen 2 μA en 750 μA. Men kan dus de frequentie over meer dan twee decaden variëren met een en dezelfde externe condensator. Het verband tussen de gegenereerde frequentie, de condensatorwaarde en de IIN-stroom is gegeven in de grafieken van figuur 6/6.7-48. Door het aanleggen van een gelijkspanning tussen -2,4 V en +2,4 V op de FADJ pen kan de frequentie van het uitgangssignaal over +/-70 % gevarieerd worden. Deze instelling kan dienen als extra fijninstelling van de uitgangsfrequentie. Door de aanwezigheid van een zeer stabiele interne referentie met een uitgangsspanning van 2,5 V kan men de bovengenoemde instellingen realiseren met behulp van vaste weerstanden of potentiometers tussen deze referentie in de pennen IIN, FADJ en DADJ.

Na de relaxatie-oscillator volgt een driehoek-naar-sinus omzetter met een zeer lage eigen vervorming.

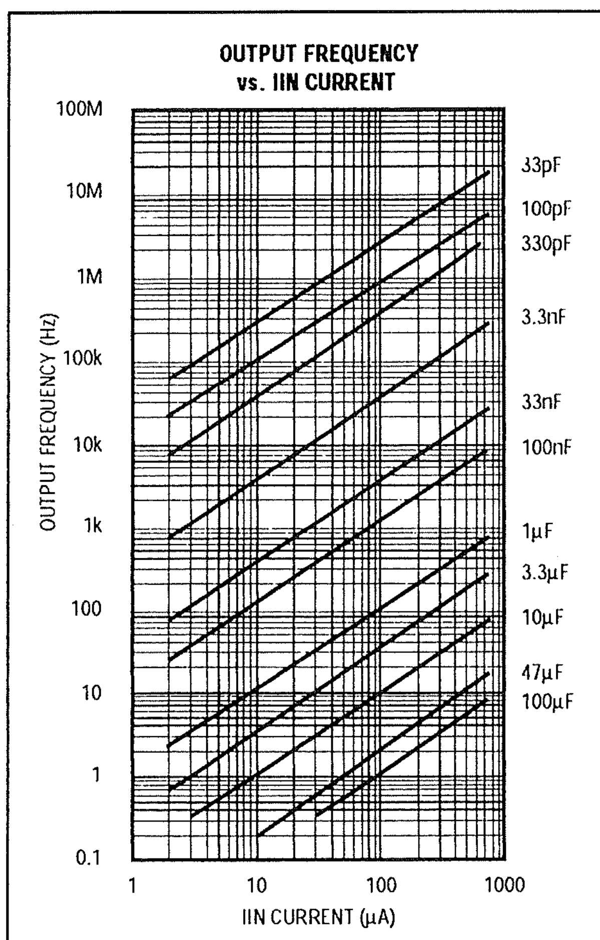
Een binair gecontroleerde analoge multiplexer schakelt de driehoek, sinus of vierkant uitgangen door naar de bufferversterker. De schakelstand van deze multiplexer wordt gecontroleerd door de TTL-compatibele spanningen op de ingangen A0 en A1 en wel als volgt:

- sinus:
  A0 = "X", A1 = "H"
- vierkant:

6.7 Functie-generatoren

A0 = "L", A1 = "L"
- driehoek:
A0 = "1", A1 = "0"

De breedbandige uitgangsversterker levert, onafhankelijk van de ingestelde signaalvorm, een signaal met een constante top-tot-top waarde van 2 V.



Figuur 6/6.7-48: Het verband tussen frequentie, externe condensator en de stroom die in IIN wordt gestuurd.

De driehoek-spanning gaat naar de comparator, die verantwoordelijk is voor het genereren van de SYNC-uitgang. Deze trap heeft een afzonderlijke voedingsaansluiting en kan worden uitgeschakeld. De hoofd-oscillator wekt twee fase-quadrature signalen op, die naar een EXOR fasedetector gaan.
De tweede ingang kan worden verbonden met een extern signaal via de PDI pen. De schakeling vergelijkt de fase van beide signalen en levert op de PDO pen een stroom, die rechtstreeks verbonden kan worden met de FADJ ingang om de interne frequentie te synchroniseren met de externe.

De uitgangsfrequentie

Het verband tussen de condensatorwaarde, de IIN-stroom en de gegenereerde frequentie volgt uit figuur 6/6.7-48. Maximale lineariteit en minimale vervorming worden gegarandeerd als de besturende stroom tussen 10 μA en 400 μA blijft. Moet de schakeling werken met een vaste frequentie, dan wordt een stroom van 100 μA aanbevolen en kan men de frequentie instellen met een keuze van de externe condensator. De waarde van dit onderdeel ligt tussen 20 pF en 100 μF. Aanbevolen wordt de COSC pin te voorzien van een ground-plane. Het zal duidelijk zijn dat geen elektrolytische condensatoren gebruikt mogen worden, de spanning over het onderdeel verloopt immers bipolair.

De FADJ ingang

De uitgangsfrequentie kan worden gemoduleerd door op deze ingang een spanning tussen -2,4 V en +2,4 V aan te leggen. Het verband tussen de frequentie-afwijking D (in %) en de spanning op deze ingang wordt gegeven door:

$$\mathbf{V_{FADJ} = -0{,}0343 * D}$$

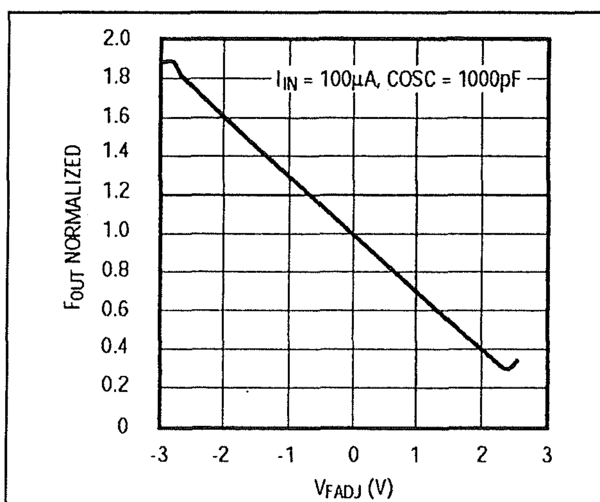
Het verband tussen de uitgangsfrequentie en de spanning wordt gegeven door:

$$\mathbf{f = f_0 * [1 - (0{,}2915 * V_{FADJ})]}$$

waarbij f_0 de frequentie is met stuurspanning van 0 V.

6.7 Functie-generatoren

De ingang FADJ vraagt ongeveer 250 µA sink-stroom van de externe spanning. Een regelbare spanningsbron is natuurlijk zonder meer in staat deze stroom te leveren. Men kan deze stroom ook aanvoeren door middel van een regelbare weerstand uit een constante spanningsbron. De temperatuurs-coëfficiënt van dit systeem is echter veel slechter dan de besturing vanuit een regelbare spanningsbron met minimale impedantie. De werking van FADJ kan worden uitgeschakeld door deze pen via een weerstand van 12 kΩ te verbinden met de massa. Een nadeel van dit systeem is, dat de gegenereerde frequentie verdubbelt, maar het voordeel is dat de temperatuurscoëfficiënt op de uitgangsfrequentie iets kleiner wordt.
Het verband tussen de spanning op de FADJ pen en de frequentie-afwijking is gegeven in figuur 6/6.7-49.



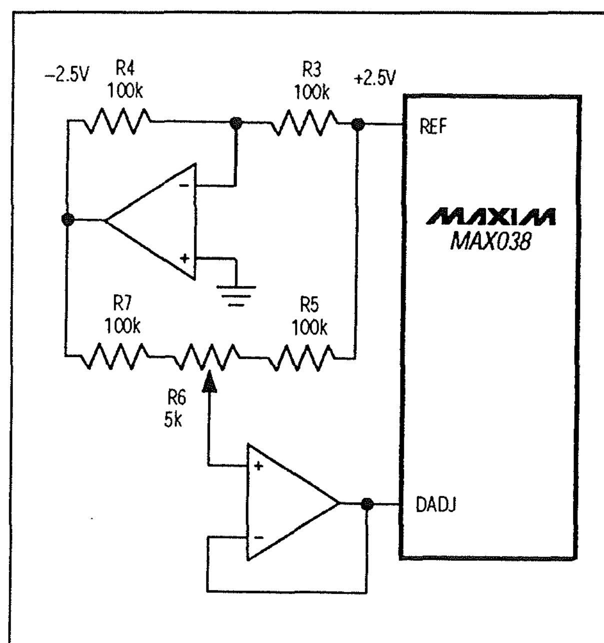
Figuur 6/6.7-49: De frequentie-afwijking in functie van de spanning op de FADJ pen.

De uitgangsfrequentie sweepen

Men kan sweepen via IIN of via FADJ. De stroomsturing heeft het grootste bereik en wordt daarom aanbevolen. Het voordeel is bovendien dat alleen een positieve stroom noodzakelijk is, terwijl bij sturing via FADJ een bipolaire spanning noodzakelijk is.

Minimaliseren van sinus-vervorming

De vervorming op de sinusoidale uitgangsspanning kan worden geminimaliseerd door de schakeling van figuur 6/6.7-50 toe te passen. De schakeling voert een zeer stabiele spanning van +/-100 mV toe aan de duty-cycle instelling DADJ, waardoor de tijdsymmetrie van de uitgangsspanning geoptimaliseerd kan worden. Hierdoor gaat de harmonische vervorming van het sinus-signaal dalen.



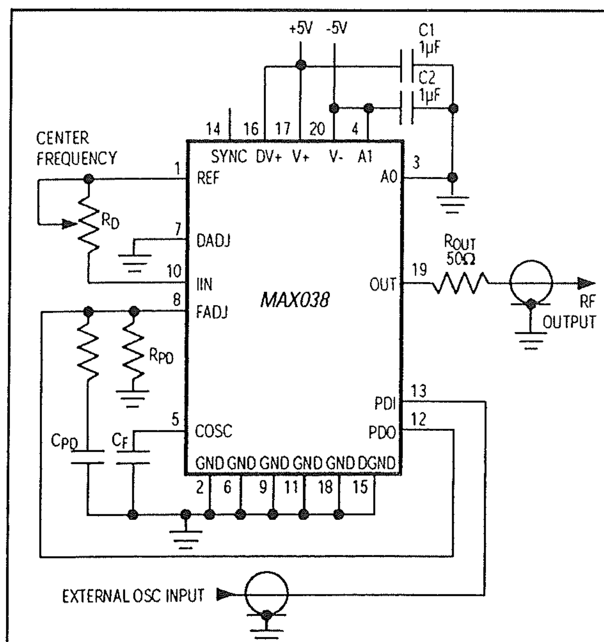
Figuur 6/6.7-50: Het minimaliseren van de vervorming van het sinus-signaal.

Gebruiken van de interne PLL

De interne fase-detector maakt het mogelijk de MAX038 op te nemen in een PLL, zodat de uitgangsfrequentie star gekoppeld kan worden aan de frequentie van een extern signaal. Het basisschema is

6.7 Functie-generatoren

getekend in figuur 6/6.7-51. Als de PPL locked levert de PDO uitgang ongeveer 250 μA, die verdeeld wordt tussen de weerstand R_{PD} en de FADJ ingang.

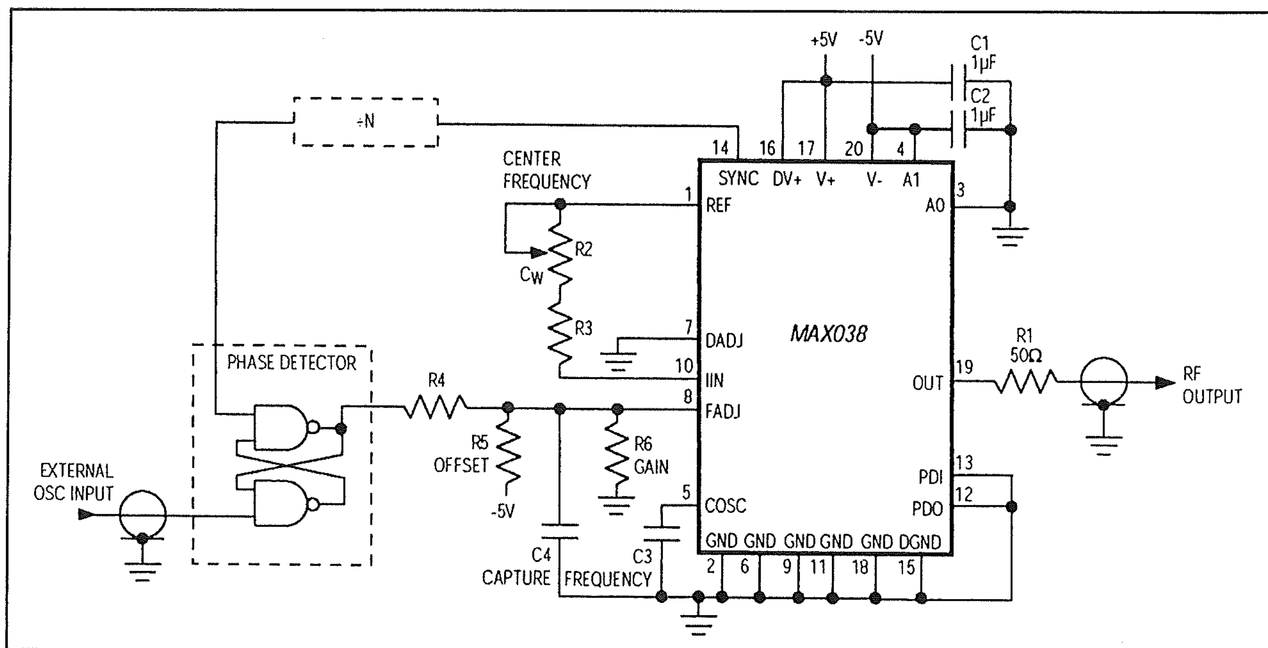


Figuur 6/6.7-51: De interne fase-detector gebruikt in een PLL-schakeling.

De waarde van de weerstand bepaalt het capture-bereik van de PLL: hoe groter de weerstand, hoe kleiner de capture-range. Natuurlijk kan men ook een externe fasedetector gebruiken. In figuur 6/6.7-52 is hiervan een voorbeeld gegeven. Eén ingang van de fase-detector wordt dan gestuurd uit de SYNC-uitgang van de MAX038, al dan niet met tussenschakeling van frequentiedelers. De waarden van R4, R5 en R6 bepalen de sync-range, terwijl de waarde van C4 de capture-range definieert. Het nadeel van deze schakeling is dat zowel wordt gelocked op de fundamentele frequentie als op harmonischen. Wil men in ieder geval alleen op de fundamentele frequentie locken, dan moet het schema van figuur 6/6.7-53 worden toegepast.

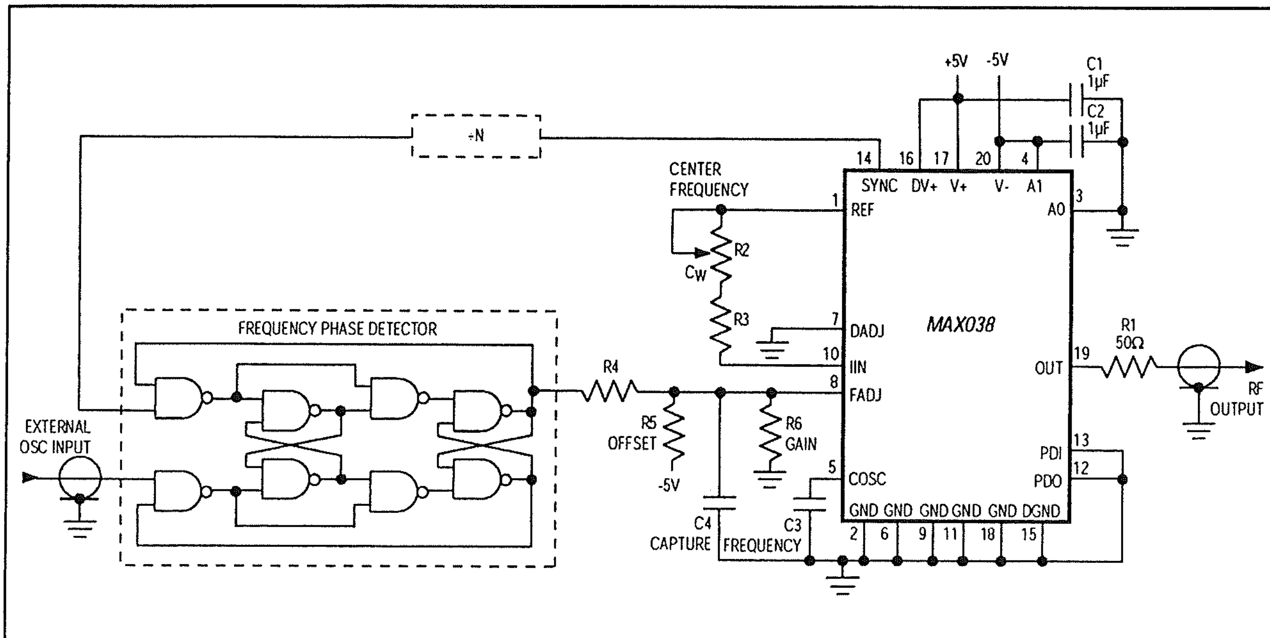
Voedingsspanningen en -stromen

De MAX038 moet symmetrisch gevoed worden wat betreft de interne analoge schakelingen.



Figuur 6/6.7-52: Het opnemen van de MAX038 in een externe fase-comparator lus.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-53: Deze PLL zal gegarandeerd alleen locken op de fundamentele frequentie en niet op de harmonischen.

Het IC heeft bovendien nog eens een positieve digitale voeding nodig. De analoge en digitale voedingsspanningen moeten erg goed van elkaar ontkoppeld worden! Er gelden onderstaande grenswaarden:

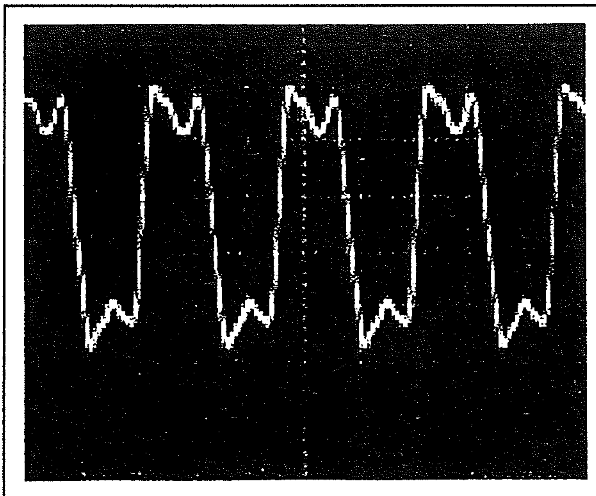
- **analoog positief V_+:**
  +4,75 V min.
  +5,25 V max.
- **digitaal positief DV_+:**
  +4,75 V min.
  +5,25 V max.
- **analoog negatief U_-:**
  -4,75 V min.
  -5,25 V max.
- **voedingsstromen**
  - analoog positief:
    45 mA max.
  - digitaal positief
    2 mA max.
  - analoog negatief:
    -55 mA max.
- **interne spanningsreferentie**
  - uitgangsspanning:
    +2,48 V min.
    +2,50 V typisch
    +2,52 V max.
  - tempco: 20 ppm/°C typisch
  - regelcapaciteit: 4 mV/mA max.

Specificaties van de uitgangsspanningen
Voor de drie fundamentele uitgangsspanningen vierkantgolf, sinus en driehoek worden onderstaande specificaties opgegeven:

- **vierkantgolf uitgang**
  - amplitude:
    1,9 V_{ttt} min.
    2,0 V_{ttt} typisch
    2,1 V_{ttt} max.
  - stijgtijd: 12 ns typisch
  - daaltijd: 12 ns typisch
  - duty cycle:
    47 % min.
    50 % typisch
    53 % max.
  - vervorming bij 20 MHz:
    zie figuur 6/6.7-54

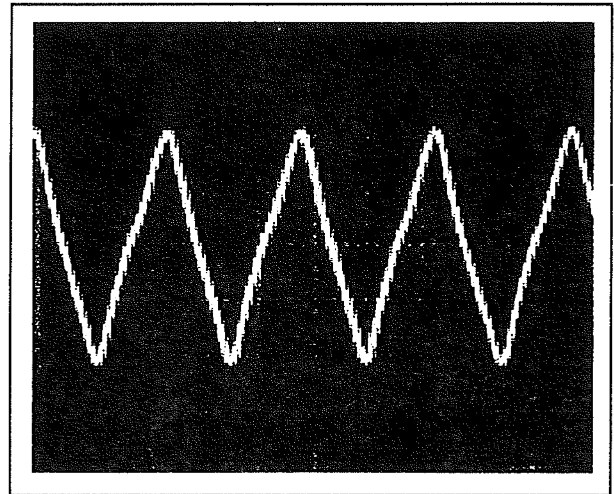
6.7 Functie-generatoren

- **driehoekgolf uitgang**
  - amplitude:
    1,9 V_{ttt} min.
    2,0 V_{ttt} typisch
    2,1 V_{ttt} max.
  - niet-lineariteit: 0,5 % typisch
  - duty-cycle:
    47 % min.
    50 % typisch
    53 % max.
  - vervorming bij 20 MHz:
    zie figuur 6/6.7-55
- **sinusvorm uitgang**
  - amplitude:
    1,9 V_{ttt} min.
    2,0 V_{ttt} typisch
    2,1 V_{ttt} max.
  - vervorming:
    1,50 % typisch niet afgeregeld
    0,75 % typisch afgeregeld
  - vervorming bij 20 MHz:
    zie figuur 6/6.7-56
  - frequentiespectrum bij 11,5 MHz:
    zie figuur 6/6.7-57

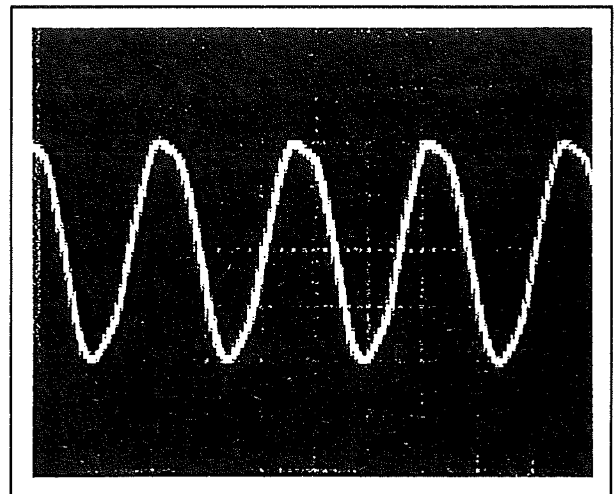


Figuur 6/6.7-54: De vervorming op de vierkant-spanning bij 20 MHz.

- **sync uitgang**
  - amplitude:
    "L": 0,4 V max.
    "H": 2,8 V min.
  - stijgtijd: 10 ns typisch
  - daaltijd: 10 ns typisch
  - duty-cycle: 50 % typisch



Figuur 6/6.7-55: De vervorming op de driehoek-spanning bij 20 MHz.

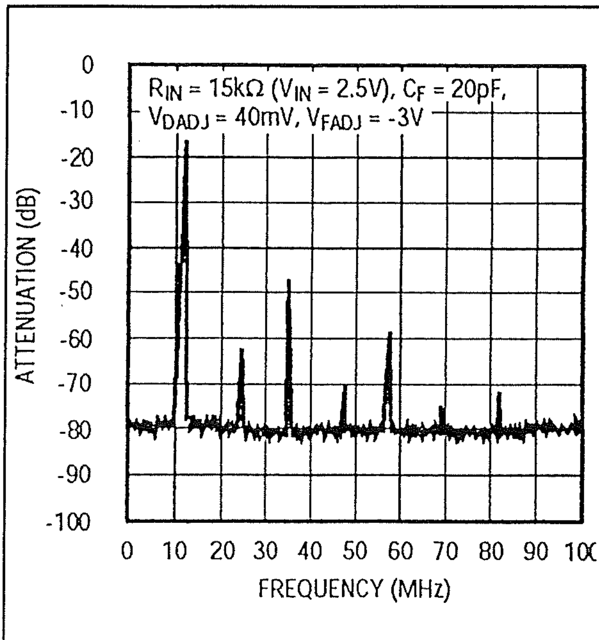


Figuur 6/6.7-56: De vervorming op de sinus-spanning bij 20 MHz, zonder externe afregeling op minimale vervorming.

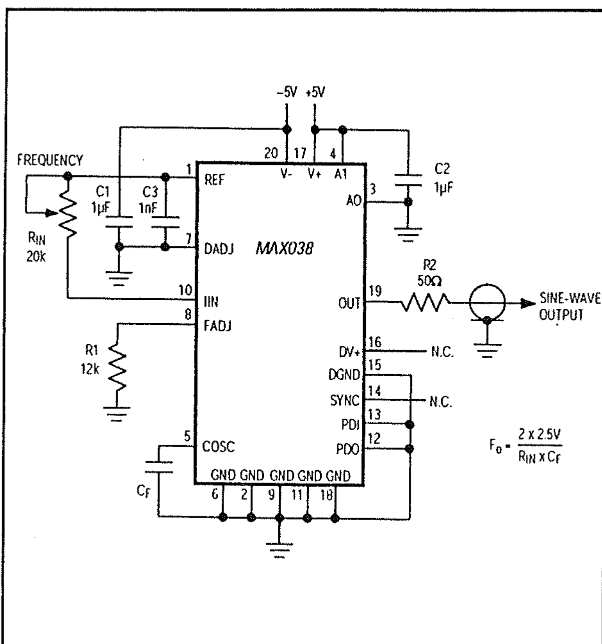
Voorbeeld-schakeling 1
In figuur 6/6.7-58 wordt de MAX038 gebruikt als sinus-oscillator, waarbij de frequentie wordt bepaald door de waarde

6.7 Functie-generatoren

van de condensator C_F en de weerstand R_{IN}.



Figuur 6/6.7-57: Het frequentiespectrum van de sinus-uitgang bij een frequentie van 11,5 MHz.



Figuur 6/6.7-58: Een toepassing van de MAX038 als sinus-generator.

Voorbeeld-schakeling 2

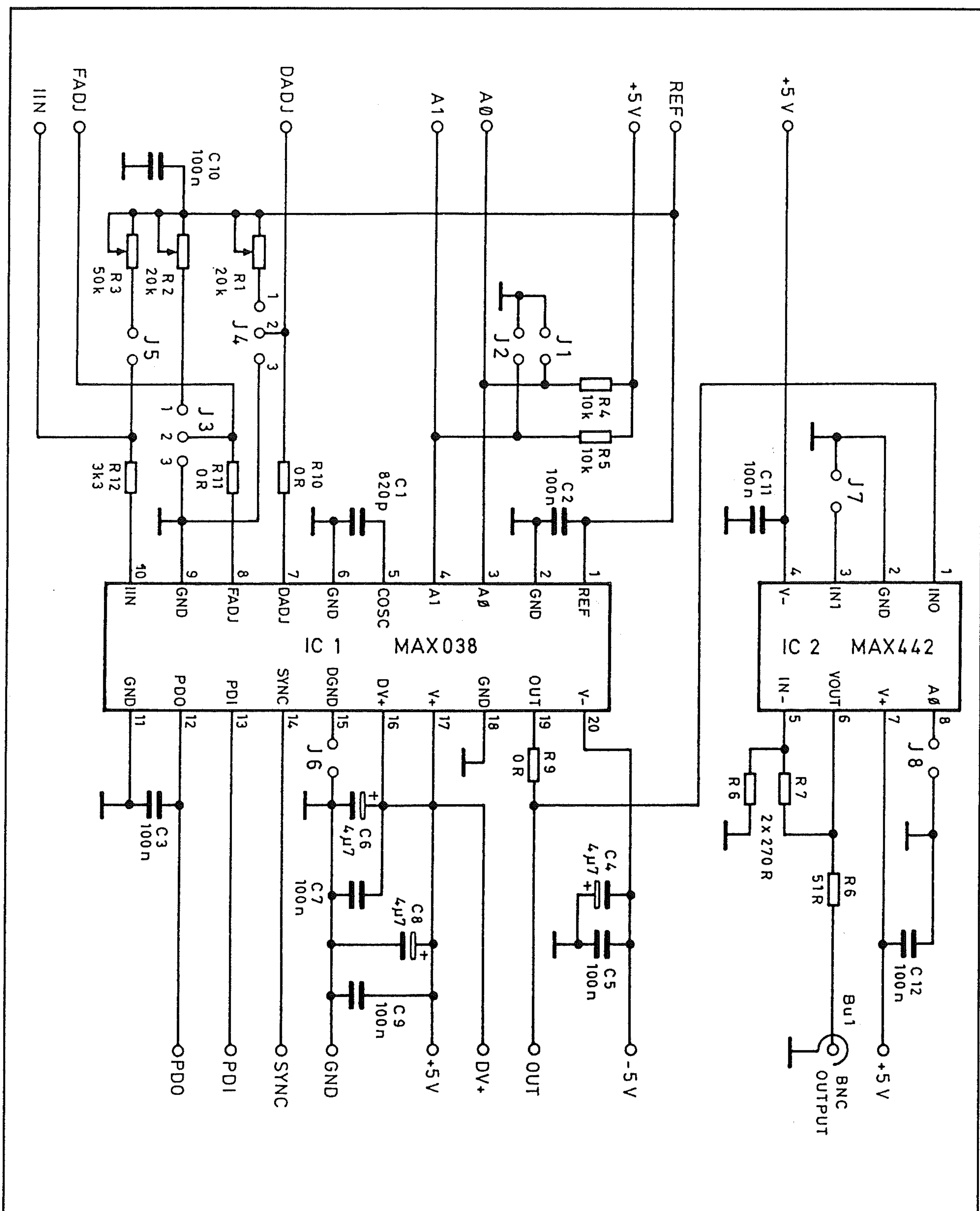
In figuur 6/6.7-59 is de schakeling van het door Maxim geleverde "evaluation board" getekend. De schakeling rond de MAX038 is volledig instelbaar door middel van jumpers. De MAX442 is toegevoegd om de uitgangsimpedantie van de MAX038 aan te passen aan de standaard 50 Ω BNC-kabel waarmee een oscilloscoop op een schakeling wordt aangesloten.

Op een dergelijke proefschakeling werden wat metingen uitgevoerd, waaruit blijkt dat zelfs zonder afregeling op minimale vervorming de gemiddelde vervormingswaarde slechts 0,65 % bedraagt. De schakeling werd afgeregeld op minimale vervorming bij 1 kHz (0,6 %) en nadien gesweept tussen 200 Hz en 20 kHz. De vervormingspercentages zijn samengevat in de grafiek van figuur 6/6.7-61.

Voorbeeld-schakeling 3

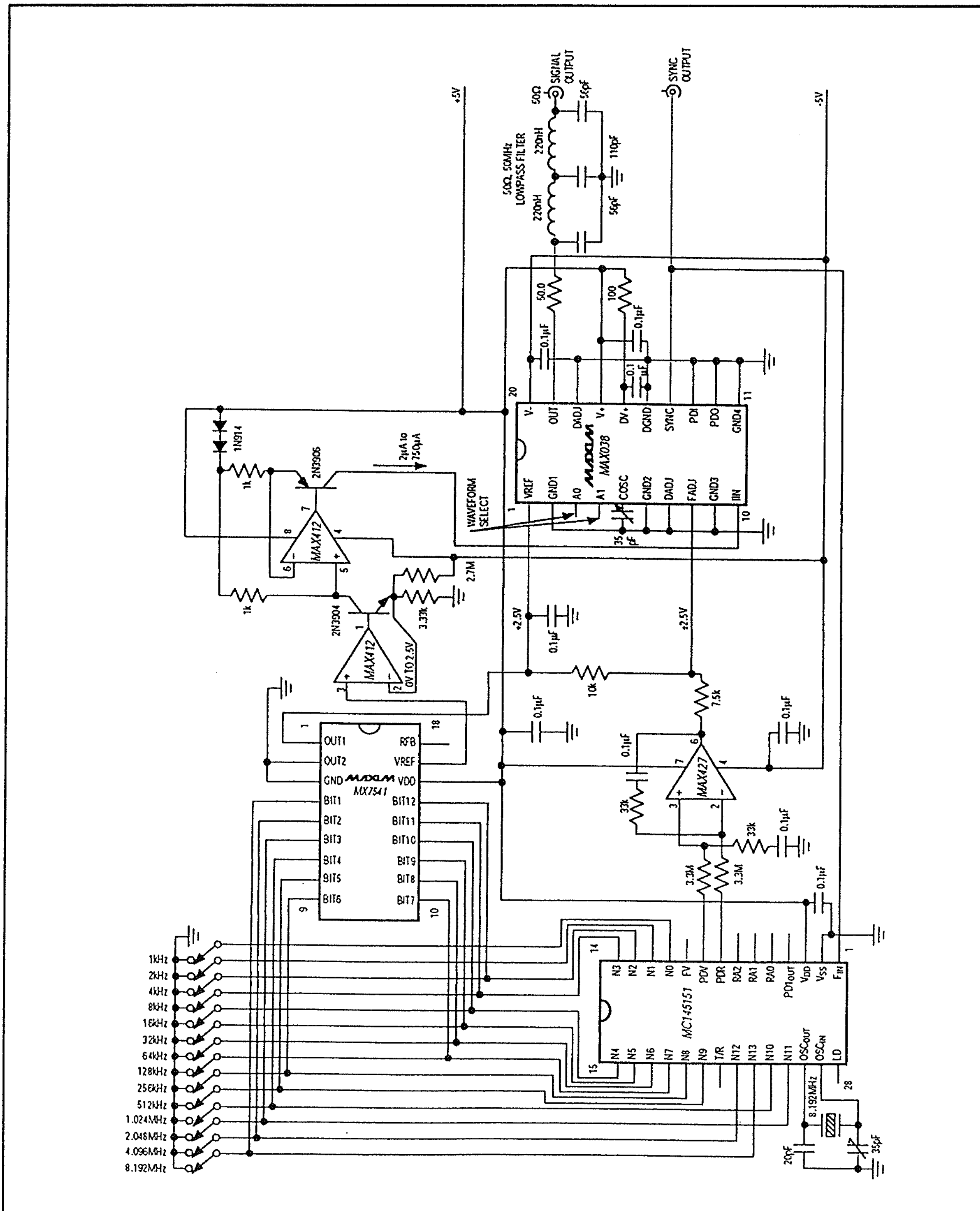
In figuur 6/6.7-60 is de tamelijk ingewikkelde schakeling getekend van een digitaal programmeerbare frequentiesynthesizer met een frequentie-bereik van 8 kHz tot 16,383 MHz met een resolutie van 1 kHz. Hart van de schakeling is een kristalgestuurde frequentiegenerator van Motorola, de MC145151. Dit IC bevat frequentiedelers, die programmeerbaar zijn door de N-ingangen met de massa te verbinden. Het openen van een schakelaar verhoogt de uitgangsfrequentie met de bij de schakelaar vermelde waarde. De schakelaars gaan bovendien naar een 12 bit brede DAC (MX7541). De uitgangsspanning van deze DAC wordt omgezet in een stroom via de operationele versterker MAX412. De uitgangsstroom bestuurt de IIN pen van de MAX038 en legt daarmee de uitgangsfrequentie van de generator vast.

6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-59: Schema van het "evaluation board" dat door Maxim op de markt wordt gebracht en waarmee men alle eigenschappen van dit IC uitgebreid kan testen.

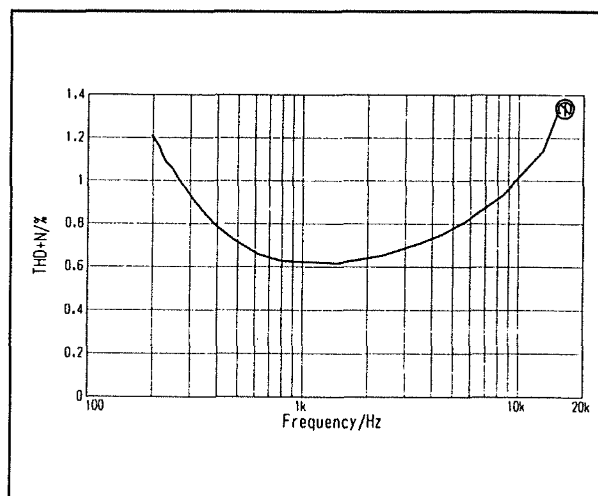
6.7 Functie-generatoren



Figuur 6/6.7-60: Een digitaal gestuurde frequentie-synthesizer met een resolutie van 1 kHz en een bereik van 8 kHz tot 16,383 MHz.

6.7 Functie-generatoren

Natuurlijk moet deze frequentie gekoppeld worden aan de uitgangsfrequentie van de kristal-oscillator. De MC145151 bevat een fase-detector, waarvan de uitgang via een laagdoorlaat filter (MAX427) de FADJ ingang van de MAX038 stuurt. Aan de uitgang is een dubbel LC laagdoorlaat filtertje opgenomen, om de hogere harmonischen te onderdrukken en de vorm van de hoogfrequente driehoeken en vierkanten te verbeteren.



Figuur 6/6.7-61: Vervormings-analyse van de sinusoidale uitgangsspanning van het "evaluation board".

6.7 Functie-generatoren

6/6.8.2

IC's voor gelijkspanningsbesturing van audio-versterkers

Inleiding

Van potentiometer naar I^2C

Het instellen van de functies van een audio-versterker heeft de afgelopen twintig jaar een grote evolutie doorgemaakt. De oeroude versterkers werden bediend met draaischakelaars en draaipotentiometers. Eenvoudig, maar met tal van nadelen, zoals inherente mechanische onbetrouwbaarheid, kans op ruis en brom, vervuiling van contacten en koolbanen. Groot voordeel: eenvoudige zelfbouw!

Nadien kwamen er versterkers op de markt die volledig met gelijkspanningssignalen bestuurd werden. Het grote voordeel hiervan was dat deze DC-besturing op een vrij eenvoudige manier gecombineerd kon worden met de van TV bekende afstandsbediening. De door dit kastje uitgezonden digitale codes kunnen immers vrij eenvoudig omgezet worden in gelijkspanninsgbesturingssignalen.

Op dit moment worden vrijwel alle audioversterkers digitaal bestuurd via de een of andere seriële bus, waarbij de door Philips ontwikkelde I^2C-bus hoge ogen gooit.

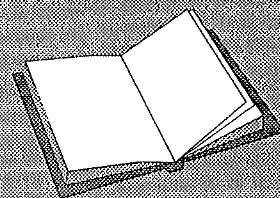
Zelfbouw

Wie op dit moment zich nog wil begeven op het pad van audio-zelfbouw, is een echte hobbyist in de goede betekenis van het woord. Iemand, waarvoor het genot van zelfbouw belangrijker is dan economisch voordeel! Het zelf ontwerpen van I^2C-bestuurde schakelingen is echter alles behalve eenvoudig, zodat het hoogst bereikbare voor de zelfbouwer DC-besturing is. Dat is op zich geen probleem, want er zijn nog voldoende IC's in de handel (regulier of dump) waarmee men pareltjes van DC-bestuurde voorversterkers kan samenstellen.

Overzicht

In dit overzicht wordt een overzicht gegeven van de belangrijkste IC's die voor dit doel door de toonaangevende IC-fabrikanten ontworpen werden. Werden, want zoals reeds geschreven, de meeste IC's zijn natuurlijk vrij oud, want in de industrie is het DC-besturen van versterkers al lang verleden tijd. De auteur van dit artikel heeft een bewuste keus gemaakt en alleen die IC's behandeld die op dit moment nog goed leverbaar zijn.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.10.6
Hoofdstuk 3/12.10
Hoofdstuk 4/2.11



Hierbij is echter een belangrijke opmerking op zijn plaats. Het feit dat de Internet-site van een IC-producent meldt dat een IC "obsolete" oftewel "verouderd" is, wil absoluut niet zeggen dat die schakeling niet meer leverbaar is. Vaak worden IC's per miljoenen geproduceerd en die miljoenen stuks belanden op allerlei manieren in de handel en verdwijnen in voorraden. Officiële distributeurs beperken zich (helaas) vaak tot de levering van de meest actuele IC's. Wie echter het Internet afschuimt op kreten als "surplus" of "obsolete" vindt tientallen verwijzingen naar betrouwbare leveranciers van in wezen verouderde, maar voor de hobbyist prachtige IC's.

Adressenlijst

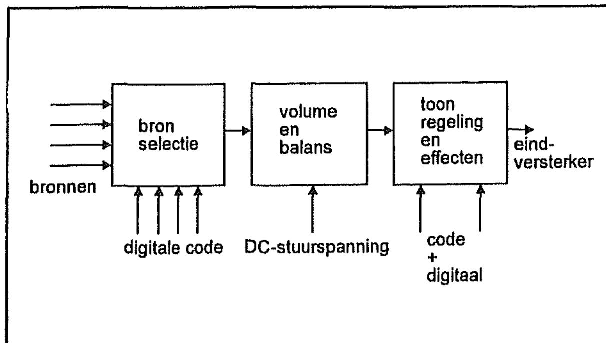
Om het de geïnteresseerde nabouwer nog gemakkelijker te maken volgt hieronder een lijstje van de meest bekende Internet-adressen van surplus-leveranciers:

- http://www.allcorp.com
- http://www.sciplus.com
- http://brookdale.com/index.html
- http://www.cir.com
- http://www-atp.llnl.gov/companies.html
- http://www.fix.net/dans.html
- http://www.digikey.com
- http://www.electrobase.com
- http://www.eio.com/mwk
- http://www.gatewayelex.com
- http://www.tsc.hh.avnet.com
- http://www.hitechsurplus.com
- http://www.jameco.com
- http://www.maplin.co.uk
- http://www.mpja.com
- http://www.marshall.com
- http://www.davis-inc.com
- http://www.mouser.com
- http://www.pweb.com/mwk
- http://www.netcomponents.com
- http://www.ozemail.com.au/~oatley
- http://www.onlinetechx.com
- http://www.dfsystems.com
- http://www.rocom.com.au
- http://www.surplusales.com
- http://www.wara.com
- http://www.univsys.com
- http://www.vorlac.com.au
- http://www.webscope.com/elx
- http://www.wyle.com

Waar gaat het over?

Een typische laagfrequent voorversterker is opgebouwd volgens het blokschema van figuur 6/6.8.2-1. De diverse bronsignalen (CD, tuner, video, DVD, etc) worden aangeboden aan de bronselectie. Deze selecteert een van de ingangen en voert de twee signalen van deze bron toe aan het blok waarin het volume en de balans worden ingesteld. Nadien volgt de toonregeling, waar men naast de standaard instellingen voor hoge en lage tonen vaak enige speciale effecten zoals "spatial stereo" en een loudness-filter aantreft. Soms is de toonregeling opgebouwd volgens het equaliser-principe, waarbij de volledige doorlaatband wordt geregeld door middel van een aantal bandfilters. Bij traditionele versterkers worden al deze instellingen uitgevoerd met mechanische draai- of drukknopschakelaars en draai- of schuifpotentiometers. In moderne systemen is de audioversterker echter opgenomen in de totale op afstand te bedienen audio/video-keten. Alle instellingen worden bestuurd door infrarode signalen van de centrale afstandsbediening. De schakelaars en potentiometers van de traditionele opzet worden dan vervangen door speciale IC's die bediend worden door digitale codes (vervangen de schakelaars) en stuurspanningen (vervangen de potentiometers).

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-1: De drie fundamentele blokken waaruit iedere voorversterker bestaat.

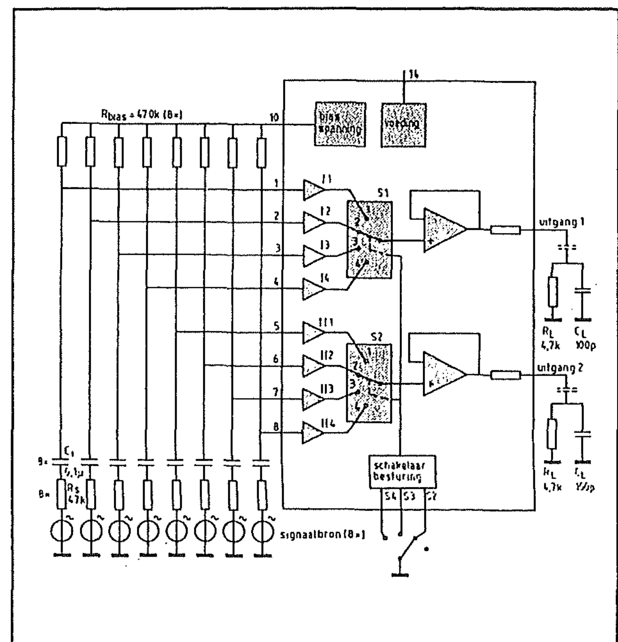
Als het er op aan komt besturing-IC's in te delen in categorieën kan men deze dus in drie grote groepen indelen:

- elektronische bron omschakelaars:
  IC's die een aantal elektronische schakelaars bevatten en soms een decodering om de digitale besturingscode om te zetten in besturingssignalen voor deze schakelaars
- elektronische potentiometers:
  IC's die zijn samengesteld uit een of meerdere spanningsgestuurde versterkers en die gebruikt worden voor het regelen van volume en balans
- toonregel schakelingen:
  IC's die de toonregeling en eventueel ook het volume en de balans instellen door midden van gelijkspanningen

Elektronische bron omschakelaars

TDA1029

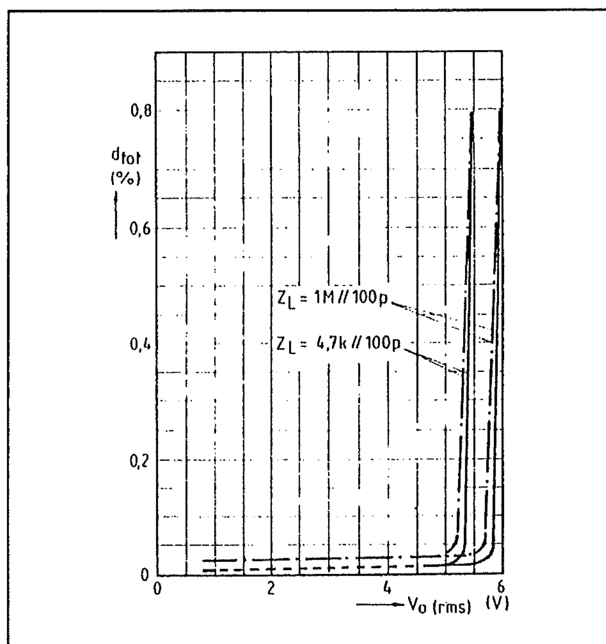
Dit 16-pens DIL-IC van Philips bevat in basis een 2 x 4 elektronische omschakelaar, zie figuur 6/6.8.2-2. Daarnaast zijn voor de acht ingangen ingangsbuffers en voor de twee uitgangen uitgangsbuffers aanwezig. Het IC bevat een eigen biasinstelling waarmee alle ingangen in het gunstigste werkingsgebied ingesteld kunnen worden. De schakelaars worden gecontroleerd door de spanningen op drie digitale ingangen. Het IC moet op pen 14 gevoed worden met een positieve voedingspanning tussen 6 V en 23 V, waarbij een spanning van 20 V wordt geadviseerd.



Figuur 6/6.8.2-2: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA1029.

De interne bias levert op pen 10 een instelspanning van ongeveer 10,5 V, die door middel van weerstanden aan alle ingangen moet worden aangeboden. De ingangssignalen moeten dus middels scheidingscondensatoren aan de ingangspennen worden aangeboden, anders vloeien de instelspanningen af naar de massa! De biasspanning is ook op de twee uitgangen aanwezig, zodat ook de uitgangen capacitief met de volgende schakeling gekoppeld moeten worden. De schake-

ling heeft tussen de in- en de uitgangen een spanningsversterking van 1, de stroomversterking bedraagt echter meer dan 100.000. Een logische gevolg van de zeer hoge ingangsimpedantie en de zeer lage uitgangsimpedantie van 400 Ω! De schakeling levert een zeer kleine eigen harmonische vervorming, zie figuur 6/6.8.2-3, van typisch 0,01 % als men de effectieve waarde van de te verwerken signalen beperkt tot 4 V. De doorlaatband is binnen 0,1 dB recht tussen 20 Hz en 20 kHz als men gebruik maakt van scheidingscondensatoren van 220 nF.

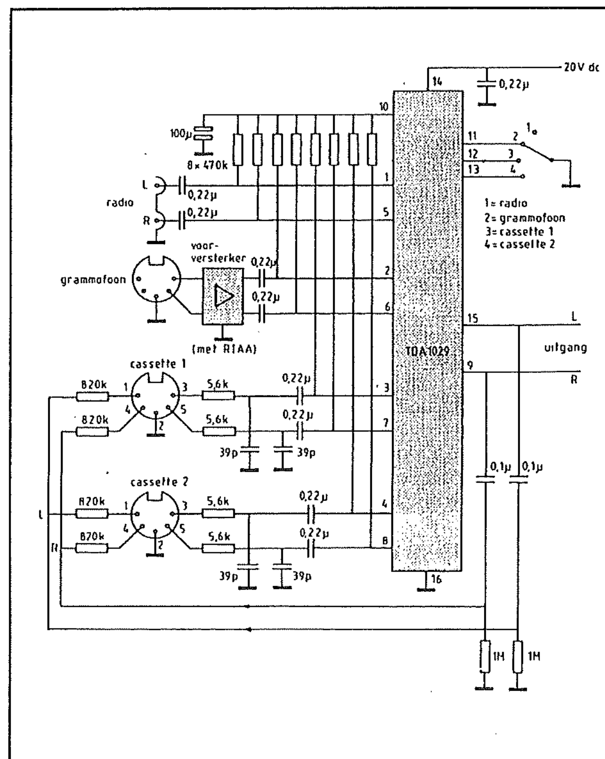


Figuur 6/6.8.2-3: De harmonische vervorming van de TDA1029.

De onderdrukking van de niet ingeschakelde ingangen is groter dan 90 dB. Uit de waarheidstabel van figuur 6/6.8.2-4 kan men afleiden hoe men de stuuringangen op de pennen 11, 12 en 13 van signalen moet voorzien om alle mogelijke schakelaar-combinaties in te schakelen. Een "L" staat in deze tabel voor een spanning die lager is dan 2,1 V, een "H" moet in ieder geval groter zijn dan 3,3 V.

switched-on inputs	interconnected pins	control voltages		
		V11-16	V12-16	V13-16
I-1, II-1	1-15, 5-9	H	H	H
I-2, II-2	2-15, 6-9	H	H	L
I-3, II-3	3-15, 7-9	H	L	H
I-4, II-4	4-15, 8-9	L	H	H
I-4, II-4	4-15, 8-9	L	L	H
I-4, II-4	4-15, 8-9	L	H	L
I-4, II-4	4-15, 8-9	L	L	L
I-3, II-3	3-15, 7-9	H	L	L

Figuur 6/6.8.2-4: Waarheidstabel voor de besturing van de TDA1029.



Figuur 6/6.8.2-5: De meest eenvoudige toepassing van de TDA1029.

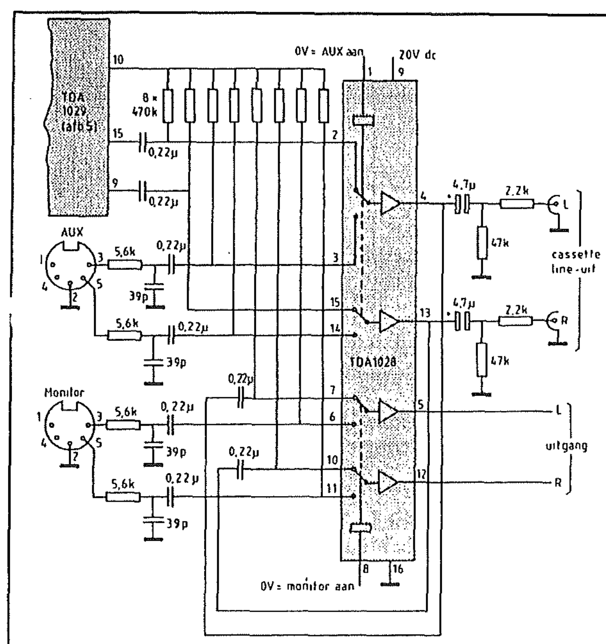
De besturingsingangen kunnen dus uit standaard TTL-niveau's aangestuurd worden. In figuur 6/6.8.2-5 is een voorbeeldschakeling getekend, waarbij de TDA1029 wordt gebruikt voor het selecteren van

6.8 Geluidsverwerkende IC's

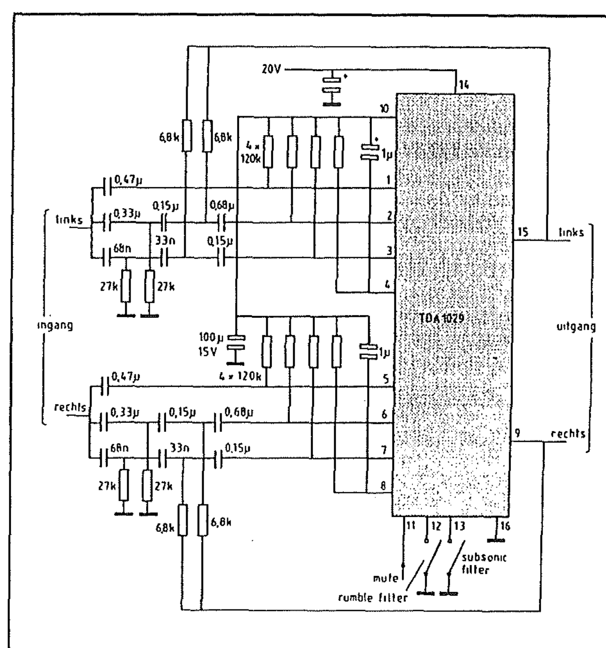
RADIO, TAPE1, TAPE2 en CD. In figuur 6/6.8.2-6 wordt een uitgebreidere schakeling voorgesteld met vijf ingangen, waarbij de TDA1029 wordt geholpen door een TDA1028 (wordt later besproken). Dat laatste IC schakelt een AUX-ingang of de MONITOR van de bandrecorder naar de uitgangen.
Er zijn dan in totaal vijf besturingssignalen nodig, drie voor de TDA1029 en twee voor de TDA1028.
Door tussen de uitgang en de ingangen van een kanaal diverse terugkoppelingen op te nemen kan men de TDA1029 ook inzetten als filter met selecteerbare filterkarakteristiek. In figuur 6/6.8.2-7 wordt als voorbeeld een schakeling gegeven waarmee men de lage tonen in twee stappen kan verzwakken. De schakeling heeft vier standen, namelijk LINEAIR, SUBSONIC, RUMBLE en MUTE. In de eerste stand worden de ingangen rechtstreeks aan het IC aangeboden. In de twee filterstanden worden derde orde actieve hoogdoorlaat filters ingeschakeld die de frequentieweergave met een Butterworth-karakteristiek volgens figuur 6/6.8.2-8 beïnvloeden. In de laatste stand worden de uitgangen verbonden met de ingangen die alleen op de biasspanning staan ingesteld. De schakeling is dan dus dood.

TDA1028

Dit DIL-16 IC is speciaal door Philips ontwikkeld als uitbreiding voor de TDA1029. Het interne blokschema en de aansluitcodering van dit IC zijn getekend in figuur 6/6.8.2-9. De specificaties sluiten aan bij deze van de TDA1029. Het enige wezenlijke verschil is dat de TDA1028 geen eigen biasvoorziening heeft. De ingangen moeten via weerstanden van 470 kΩ verbonden worden met de biasuitgang van de TDA1029.

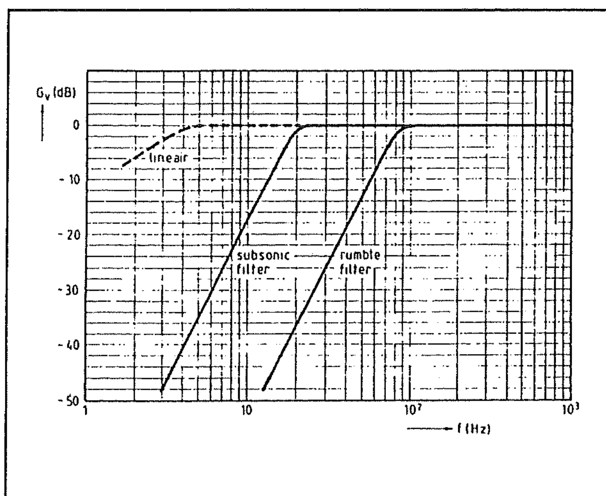


Figuur 6/6.8.2-6: Uitbreiding van de TDA1029 met een TDA1028.

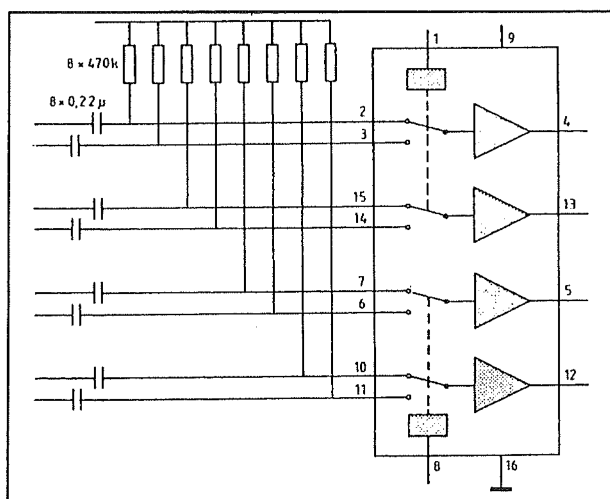


Figuur 6/6.8.2-7: De TDA1029 wordt hier gebruikt als digitaal bestuurbare filterschakeling.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-8: De frequentiekarakteristiek van de schakeling van figuur 6/6.8.2-7.

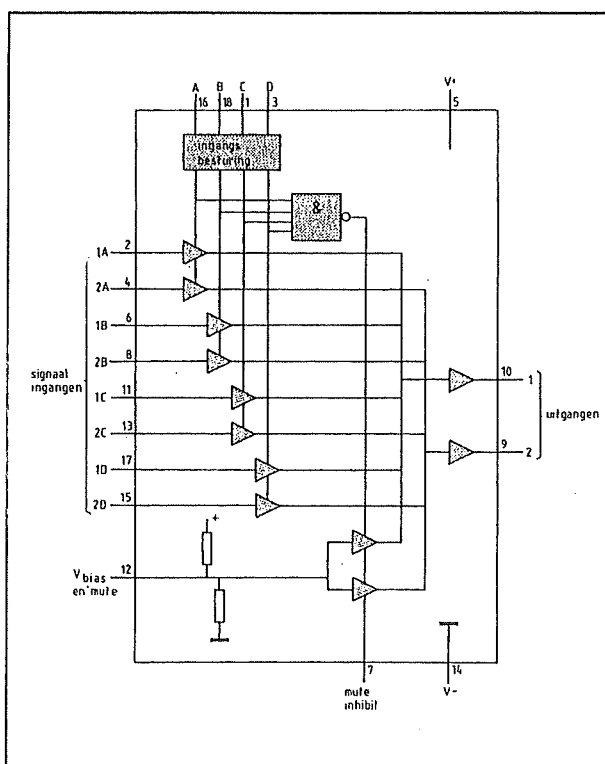


Figuur 6/6.8.2-9: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA1028.

De twee stuuringangen op de pennen 1 en 8 werken met dezelfde logische niveaus als deze van de TDA1029. Als de ingangen "H" zijn worden de verbindingen 2-4, 15-13, 7-5 en 10-12 tot stand gebracht. Bij logisch "L" worden de overige ingangen met de vier uitgangen verbonden.

LM1037

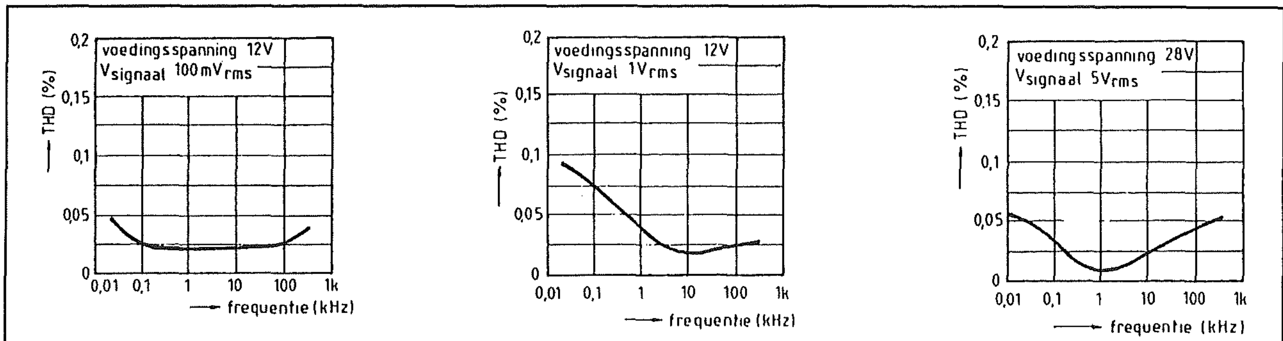
Dit DIL-18 IC van National Semiconductors is op te vatten als een stereo-omschakelaar met vier stereo-ingangen en een stereo-uitgang. Het IC kan bestuurd worden uit TTL-compatibele signalen en heeft een speciale MUTE-ingang die het IC op non-actief zet. Op deze manier is het eenvoudig mogelijk verschillende identieke schakelingen te combineren door de uitgangen zonder meer parallel te schakelen. De aansluitgegevens en het intern blokschema van de LMI037 zijn getekend in figuur 6/6.8.2-10.



Figuur 6/6.8.2-10: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM1037.

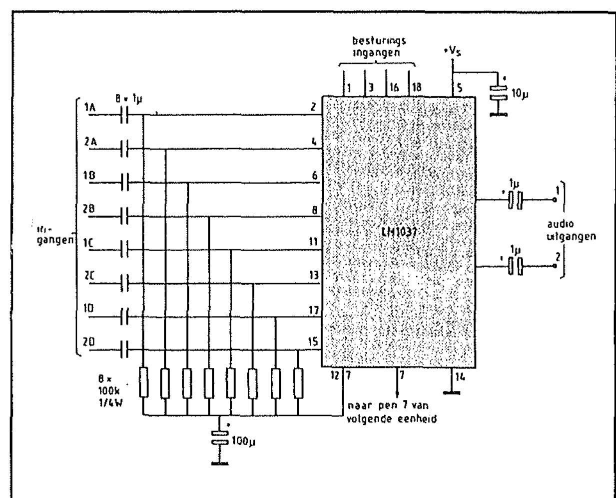
Het IC kan gevoed worden uit een positieve spanning tussen 5 V en 28 V, waarbij een spanning van 12 V wordt aanbevolen. Toch heeft het IC bij deze spanning tamelijk kleine ingangsmarges.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-11: De vervorming van de LM1037 in functie van (van links naar rechts) de frequentie, de voedingsspanning en het ingangssignaal.

Zoals uit de vervormingsgrafieken van figuur 6/6.8.2-11 blijkt, stijgt de vervorming bij lage frequenties en een effectieve waarde van 1 V dan al snel tot 0,1 %! Bij een voedingsspanning van 28 V wordt de harmonische vervorming met een factor twee gereduceerd. Het frequentiebereik loopt vlak tot 100 kHz, niet geselecteerde ingangen worden meer dan 100 dB onderdrukt en de kanaalscheiding tussen links en rechts is groter dan 95 dB.
De spanningsversterking bedraagt 0 dB, maar de stroomversterking is zeer groot. Dat is een gevolg van de grote ingangsimpedanties van 30 MΩ en de zeer lage uitgangsimpedanties van 10 Ω. Op pen 12 staat een biasspanning ter beschikking, die via weerstanden met de ingangen verbonden kan worden. Deze uitgang staat op de helft van de voedingsspanning. De MUTE-ingang op pen 7 werkt als volgt. Als deze ingang open is en bovendien alle besturingssignalen "L" zijn, dan verschijnt op de twee uitgangen alleen de biasspanning. Als pen 7 naar de massa wordt getrokken en geen besturingssignalen aanwezig zijn ("L"), dan worden de uitgangsemittervolgers uitgeschakeld. De uitgangen presenteren zich dan als een weerstand van ongeveer 6 kΩ naar de massa. Op deze manier is het mogelijk identieke uitgangen van diverse IC's parallel te schakelen, zodat op een zeer eenvoudige manier schakelingen met 8 of 12 ingangen kunnen worden gerealiseerd. De vier besturingsingangen werken met normale TTL-niveaus, waarbij een "H" het betreffende ingangskanaal met de uitgang verbindt. De overige besturingsingangen moeten dan wel op "L" staan. Het is verboden twee besturingsingangen samen "H" te maken!
In figuur 6/6.8.2-12 is het basisschema rond een LM1037 getekend.

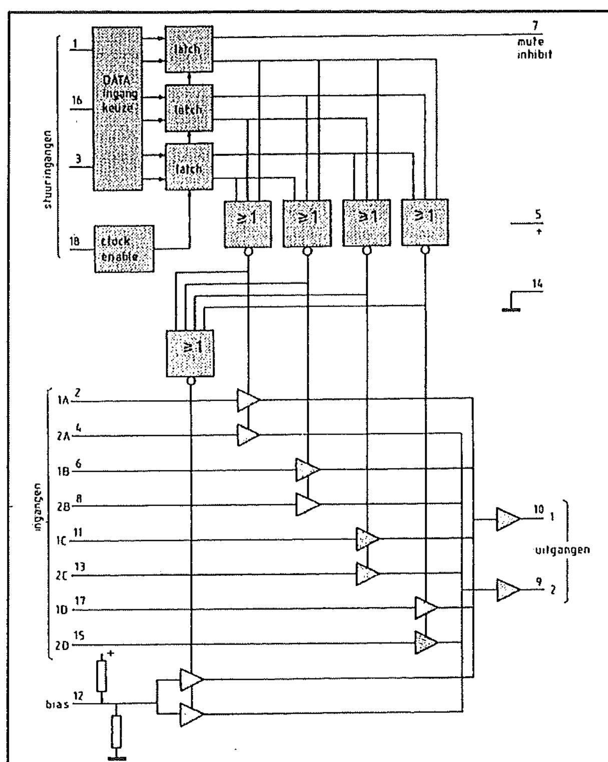


Figuur 6/6.8.2-12: Voorbeeldschakeling rond de LM1037.

LM1038

Dit DIL-18 IC van National Semiconductors is een uitgebreidere versie van de

LM1037. Het analoge deel is volledig identiek. Het digitale besturingsdeel bevat nu echter twee binaire codeeringangen, een latch-enable en een mute-inhibit. De aansluitgegevens en het intern blokschema worden voorgesteld in figuur 6/6.8.2-13.



Figuur 6/6.8.2-13: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM1038.

De digitale besturing werkt als volgt. Het CHANNEL ADRESS op de pennen 3 (MSB) en 16 (MSB) selecteert één van de ingangen als de MUTE SELECT INPUT op pen 1 "L" is. As deze ingang echter "H" is gaat het IC naar de MUTE-modus. De uitgangen staan dan op de biasspanning, in de veronderstelling dat de MUTE ENABLE op pen 7 open is. De LATCH ENABLE op pen 18 bestuurt het interne geheugen. Zolang deze ingang "H" is zal het IC de ingangen naar de uitgangen schakelen volgens de binaire code die op de twee CHANNEL ADRESS ingangen wordt aangelegd. Gaat deze ingang echter naar "L", dan blijft de binaire code in het geheugen bewaard en hebben codewijzigingen geen invloed op het IC. De voordien geselecteerde ingang blijft actief. De digitale besturing van de LM1038 is samengevat in de waarheidstabel van figuur 6/6.8.2-14. Voor een praktische toepassing wordt verwezen naar de LM1037.

Logic Inputs				Input Pin Selected	
Latch Enable Pin 18	Mute Pin 1	Channel Select Data Pin 3	Pin 16	Output 1 Pin 10	Output 2 Pin 9
1	0	0	0	D Pin 17	D Pin 15
1	0	0	1	A Pin 2	A Pin 4
1	0	1	0	B Pin 6	B Pin 8
1	0	1	1	C Pin 11	C Pin 13
1	1	X	X	Pin 12 Mute Bias	
0	X	X	X	Inputs Previously Selected are Retained	

Figuur 6/6.8.2-14: Waarheidstabel van de LM1038.

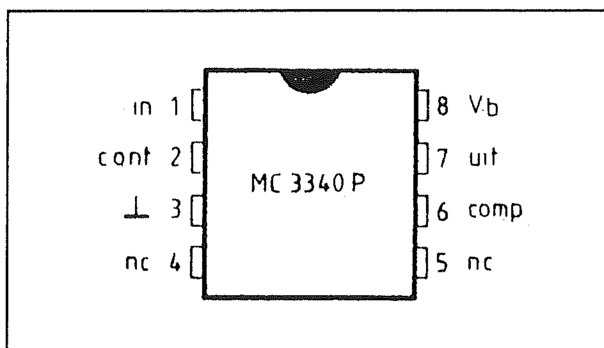
Elektronische potentiometers

MC334OP

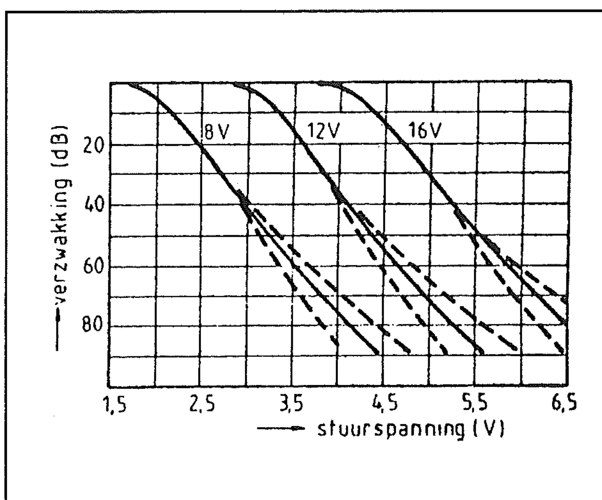
Dit acht-pens IC van Motorola is een zeer eenvoudig in te zetten als stroomgestuurde elektronische verzwakker met een regelbereik van 80 dB. Zoals uit het aansluitschema van figuur 6/6.8.2-15 blijkt, heeft de schakeling een ingang, een uitgang, een controlepen en een compensatie-ingang. De voedingsspanning op pen 8 kan tussen +8 V en +18 V liggen. De mate

6.8 Geluidsverwerkende IC's

van verzwakking is echter in grote mate afhankelijk van de voeding! Dat verband is gegeven in de grafiek van figuur 6/6.8.2-16. Hierin is de verzwakking van het IC uitgedrukt in functie van de controlespanning op pen 2 (onderste as) maar ook in functie van de voedingsspanning. Uit deze grafieken blijkt dat er een redelijk lineair verband bestaat tussen de verzwakking in dB en de controlespanning, zolang deze binnen de grenzen van 3,5 en 5,5 V ligt (voedingsspanning 12 V).

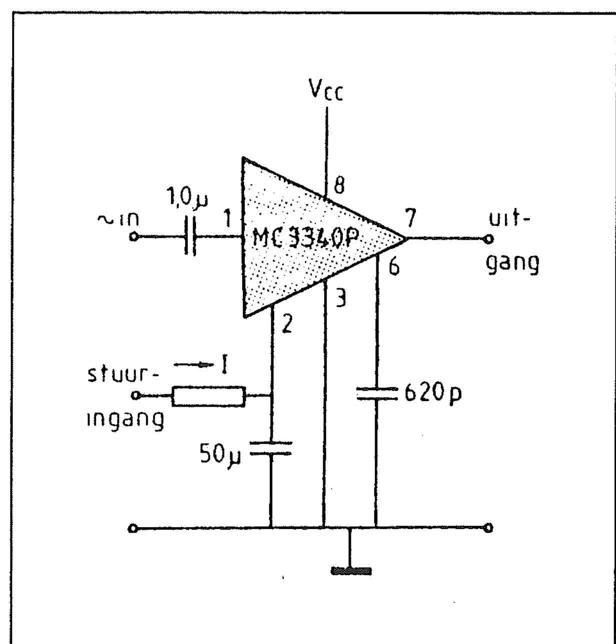


Figuur 6/6.8.2-15: Aansluitgegevens van de MC3340P.



Figuur 6/6.8.2-16: Regelkarakteristieken van de MC3340P in functie van de voedingsspanning.

Men moet bij het ontwerpen van schakelingen rond dit IC echter terdege rekening houden met het feit dat pen 2 een stroomingang is. Men moet dus steeds een weerstand tussen de controlespanning en deze ingang opnemen, waarbij men rekening moet houden met het feit dat de maximale stroom die men in deze ingang mag sturen beperkt is tot 2 mA. Het IC kan spanningen van 0,5 V effectief verwerken, waarbij de harmonische vervorming onder 0,5 % blijft. Het IC heeft, met controlespanning gelijk aan 0 V, een spanningsversterking van 13 dB. De -3 dB doorlaatfrequentie ligt rond 1 MHz. In figuur 6/6.8.2-17 is een praktische schakeling rond de MC3340P getekend. De compensatiepen (6) moet via een condensator van rond de 600 pF ontkoppeld worden naar de massa. Let op de (verplichte) condensatorkoppeling aan de ingang!

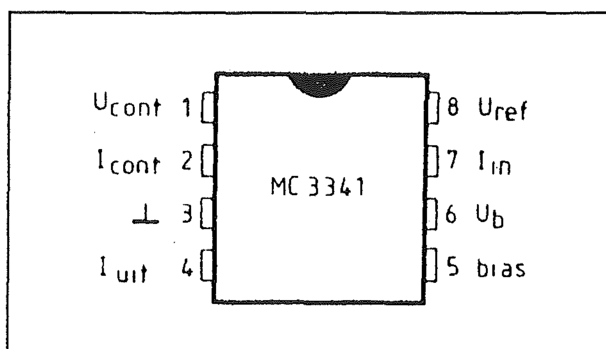


Figuur 6/6.8.2-17: Standaardschakeling rond de MC3340P.

6.8 Geluidsverwerkende IC's

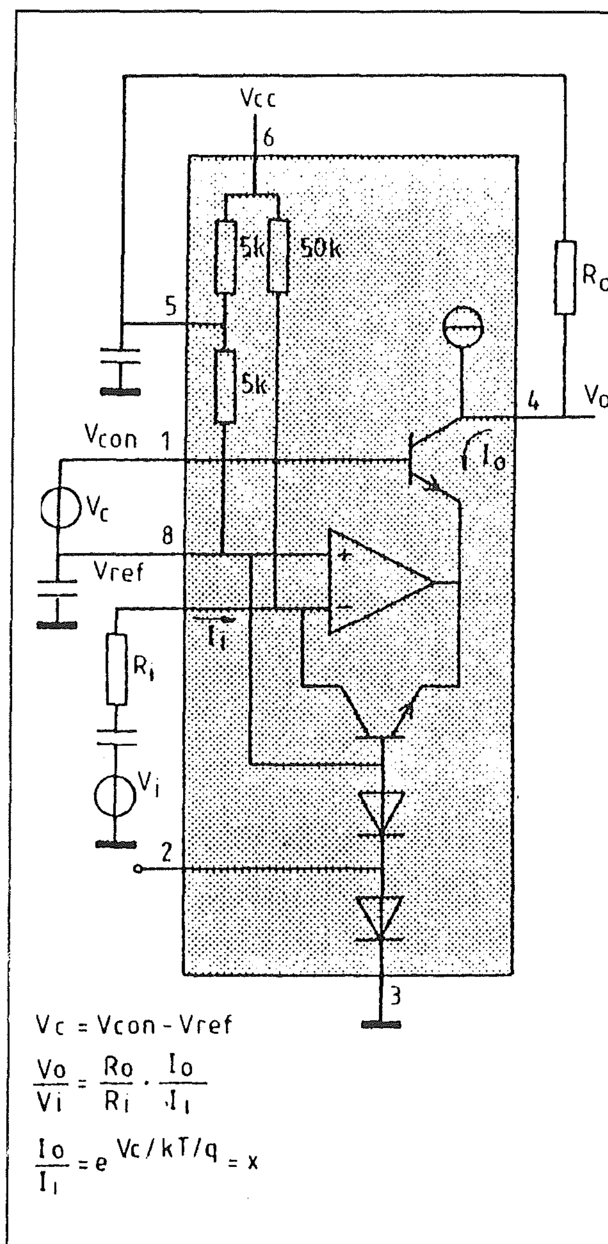
MC3341

Dit achtpens IC van Motorola is, met een bandbreedte van 10 MHz en een vervorming van slechts 0,01 % bij 0 dB verzwakking, een waardige opvolger van de MC3340. Zoals uit het aansluitschema van figuur 6/6.8.2-18 blijkt heeft het IC twee stuuringangen, namelijk een stroom- en een spanningsingang. Daarnaast staat een BIAS- en een REF-uitgang ter beschikking. Het interne blokschema en de standaardschakeling bij spanningsbesturing volgt uit figuur 6/6.8.2-19.



Figuur 6/6.8.2-18: Aansluitgegevens van de MC3341.

De stuurspanning moet gerefereerd worden naar de REF-spanning die op pen 8 ter beschikking staat! De uitgangsstroom wordt omgezet in een uitgangsspanning door een weerstand Ro op te nemen tussen de uitgang en de BIAS. De ingangsspanning moet capacitief gekoppeld aan het IC worden aangeboden. In figuur 6/6.8.2-20 is de regelkarakteristiek van de MC3341 getekend. Het IC kan gevoed worden uit een spanning van maximaal +18 V, kan ingangsspanningen tot 0,5 V effectief verwerken, heeft een regelbereik tot 120 dB, een eigen versterking van 13 dB, een maximale uitgangsspanning van 8,5 V top-tot-top en een vervorming die oploopt tot 3 % bij maximale verzwakking.

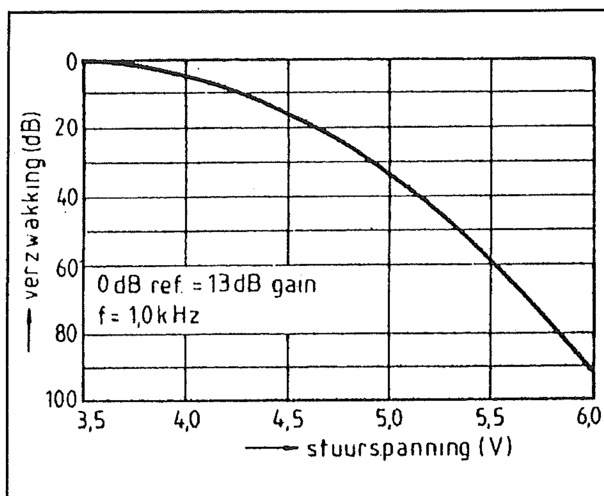


Figuur 6/6.8.2-19: Standaardschema rond de MC3341 met spanningsbesturing.

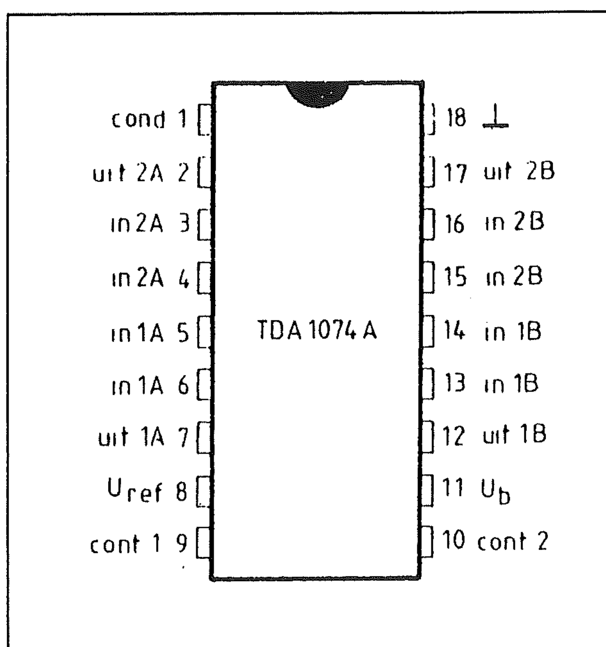
TDA1074A

De TDA1074A van Philips bevat vier elektronische potentiometers, waarvan beide uiteinden toegankelijk zijn via bufferversterkers en de lopers via operationele versterkers ter beschikking staan.

6.8 Geluidsverwerkende IC's

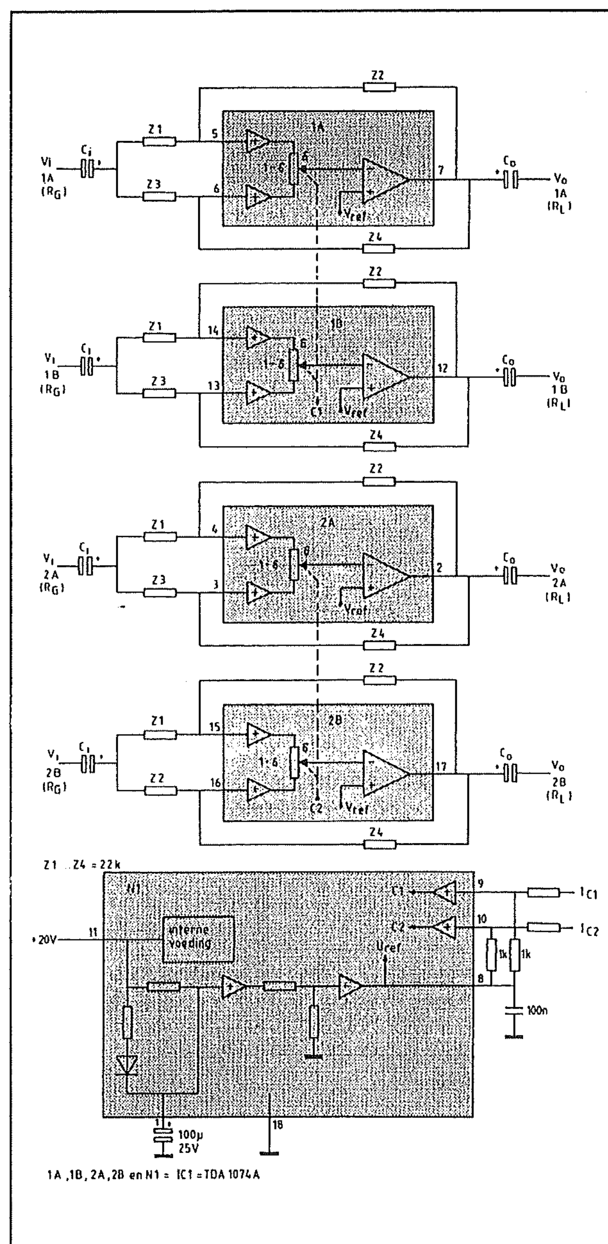


Figuur 6/6.8.2-20: De regelkarakteristiek van de MC3341.



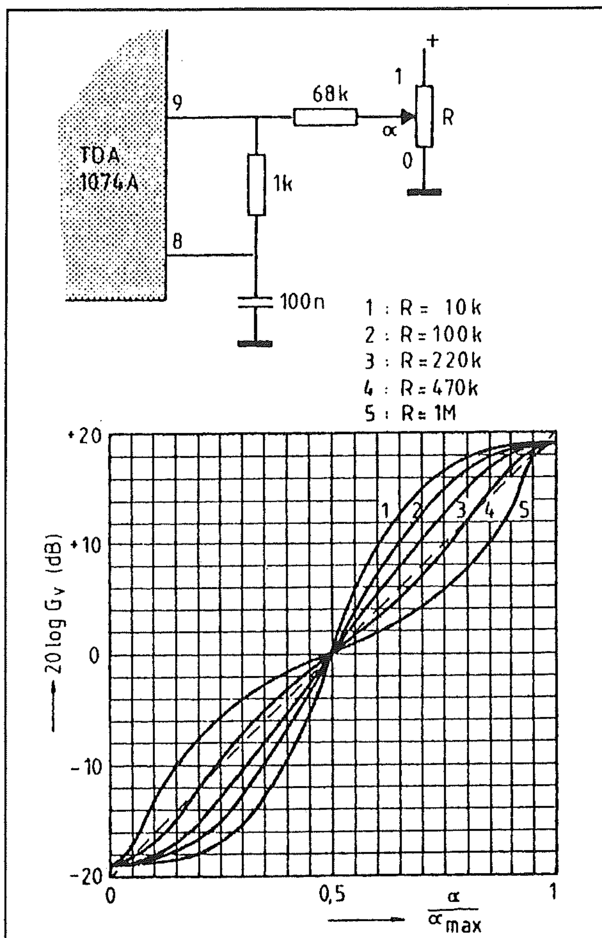
Figuur 6/6.8.2-21: Aansluitgegevens van de TDA1074A.

De vier potentiometers worden per paar aangestuurd door twee gelijkspanningen. Doordat beide uiteinden van de potentiometers beschikbaar zijn kan men de schakeling ook gebruiken in de terugkoppellus van een externe versterker, zodat men met dit IC niet alleen volume en balans kan regelen, maar ook toonregelingen en spanningsgestuurde filters kan samenstellen. De aansluitgegevens van dit 18-pens IC zijn getekend in figuur 6/6.8.2-21.

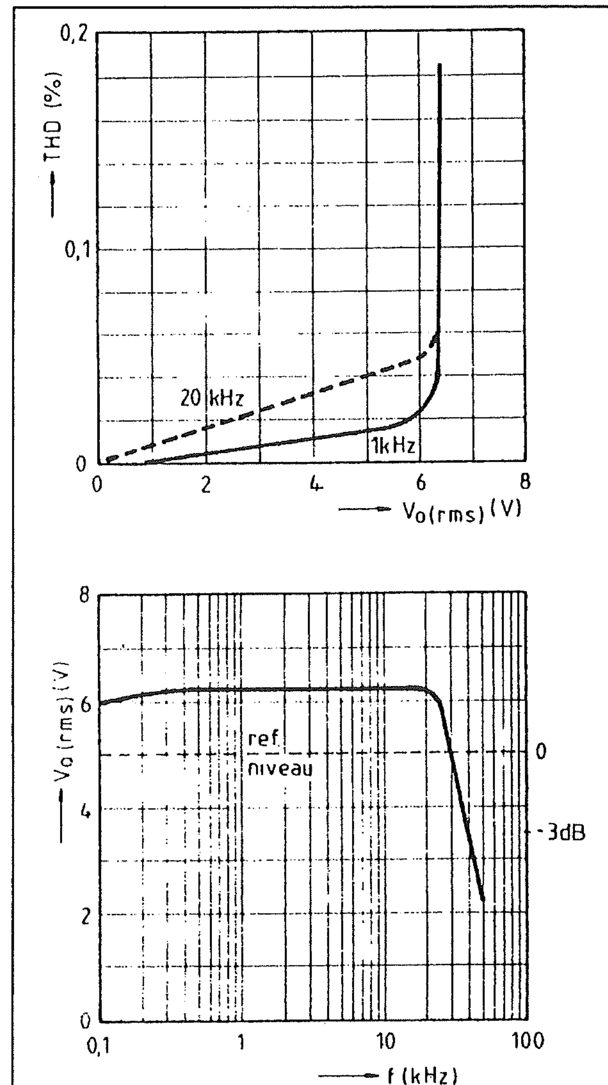


Figuur 6/6.8.2-22: Basisschakeling rond de TDA1074A, waaruit ook de interne blokschematische opzet volgt.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-23: Regelkarakteristieken van de TDA1074A.

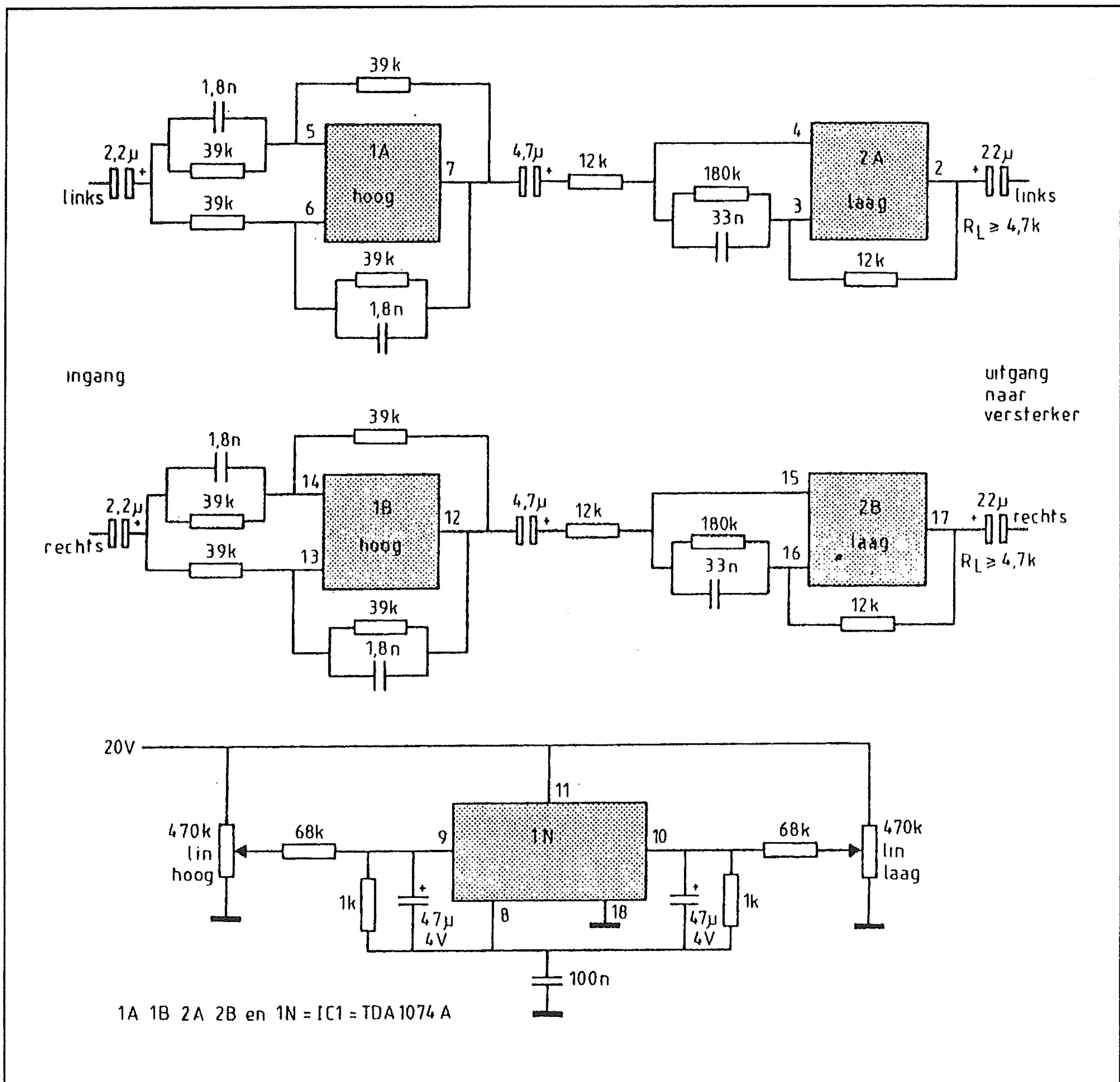


Figuur 6/6.8.2-24: Karakteristieken van de TDA1074A.

De schakeling kan gevoed worden uit spanningen tussen +7,5 V en +23 V, waarbij maximaal 22 mA wordt verbruikt. Het regelbereik bedraagt 110 dB waarbij de regelspanningen tussen 0 V en 1 V mogen liggen. De maximale ingangsspanningen bedragen 6 V effectief, waarbij bij 0 dB een eigen vervorming van 0,05 % ontstaat. In figuur 6/6.8.2-22 is het basisschema rond de TDA1074A getekend.
De in- en de uitgangen worden capacitief gekoppeld. De twee stuuringangen zijn in basis stroomingangen, zodat de regelspanningen via weerstanden toegevoerd moeten worden.

Op pen 8 staat een referentiespanning ter beschikking die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Deze spanning moet via weerstanden gemengd worden met de externe regelspanning. In figuur 6/6.8.2-23 is het schema getekend van de regelkring en de verzwakkingskarakteristieken voor verschillende waarden van de potentiometer. Hieruit blijkt dat een potentiometer van 470 kΩ de meest lineaire werking geeft. Uit de grafiek blijkt dat het IC zowel versterkt als verzwakt.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-25: De TDA1074A wordt in dit voorbeeld gebruikt als spanningsgestuurde toonregeling.

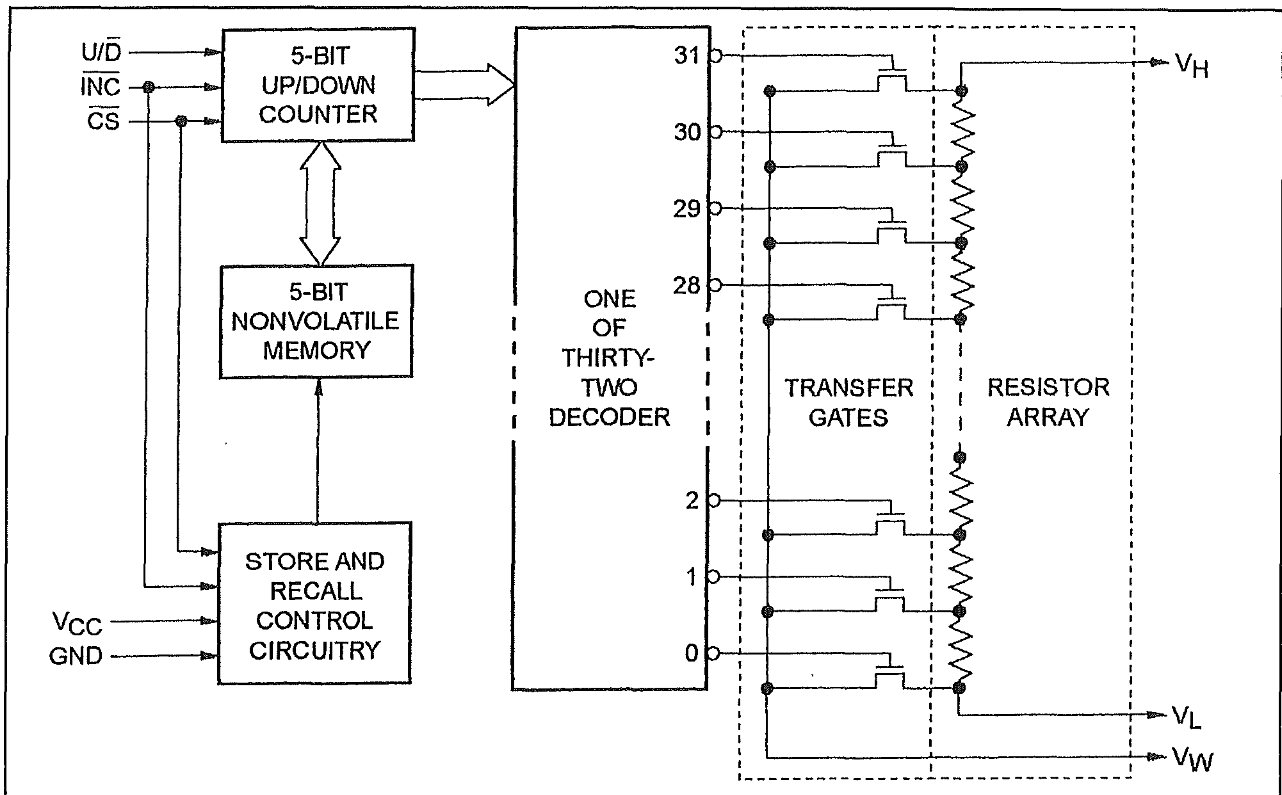
Uiteraard kan men de uit 20 V gevoede potentiometer zonder enig probleem vervangen door een regelspanning tussen 0 V en 20 V! In figuur 6/6.8.2-24 zijn de vervormings- en doorlaatkarakteristieken van de TDA1074A in standaardschakeling samengevat. Figuur 6/6.8.2-25 geeft een toepassing van de TDA1074A als toonregeling. De twee linker trappen verzorgen de hoge tonen, de twee rechter de lage tonen. In tegenstelling tot bijvoorbeeld de standaard Baxandall-schakeling worden de hoge en de lage tonen dus geregeld door twee afzonderlijke tegengekoppelde trappen. Het regelbereik van deze schakeling bedraagt +/-17,5 dB bij respectievelijk 40 Hz en 20 kHz, de eigen vervorming bedraagt slechts 0,015 %, de span-

ningsversterking bij lineaire instelling is 0 dB.

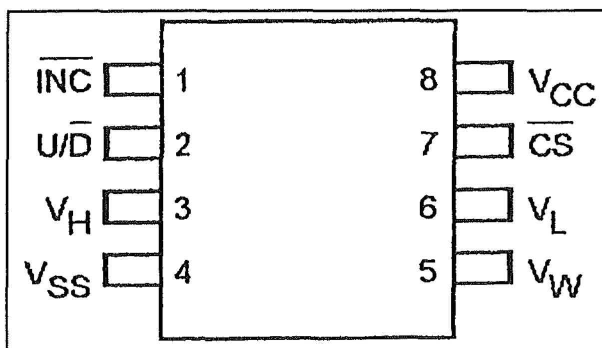
Digitale potentiometers van Xicor

De IC-fabrikant Xicor heeft een familie van digitaal programmeerbare potentiometers op de markt gebracht, die werken volgens de gepatenteerde "E^2POT"-technologie. Het unieke is dat de gegevens over de loperstand digitaal worden opgeslagen in een "non-volatile"-geheugen. Ook na het wegvallen van de voedingsspanning blijft de laatst opgeslagen loperstand bewaard en bij het weer inschakelen van de voedingsspanning zal de potentiometer direct naar de laatst geprogrammeerde stand springen. De familie bestaat uit typen met 32, 64 of 100 verschillende posities voor de loperinstellingen, weerstandswaarden van 1 kΩ tot 100 kΩ, masker-programmeerbare exemplaren en lineaire en logaritmische typen. De besturing geschiedt via drie datasignalen, via een I^2C-compatibele bus, via een SPI-interface of via een druktoetsinterface. Hoewel deze digitaal bestuurbare schakelingen in wezen misstaan in dit hoofdstuk, worden zij tóch behandeld, omdat bepaalde typen heel bruikbaar zijn om volume en balans op een eenvoudige manier via drukknopjes te bedienen.
Het algemeen werkingsprincipe van deze digitale potentiometers is samengevat in figuur 6/6.8.2-26. In dit voorbeeld wordt het blokschema gegeven van een van de digitale potentiometers, die bestuurbaar is via drie signalen. De schakeling bestaat uit een op/neer-teller, met drie ingangen. Met één ingang kan men kiezen tussen op- of neer-tellen, met de tweede kan men telpulsen toevoeren en met de derde kan men de teller blokkeren, of met andere woorden naar een stand-by modus sturen. De stand van de teller wordt opgeslagen in een niet-vluchtig geheugen. De momentele tellerinhoud wordt aangeboden aan een binair naar decimaal decoder. Afhankelijk van de stand van de teller wordt één van de decimale uitgangen geactiveerd. De decimale uitgangen sturen ieder een analoge schakelaar, onder de vorm van een FET. De FET's zijn enerzijds verbonden met de knooppunten van een weerstandsdeler, samengesteld uit identieke weerstanden. De derde aansluiting van alle FET's zijn met elkaar verbonden en gaan naar de "loper"-uitgang V_W van de elektronische potentiometer. De twee uiteinden van de weerstandsketen V_H en V_L vormen uiteraard de twee vaste aansluitingen van de potentiometer.
Als voorbeeld wordt de X9C102 behandeld. Dit IC bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 10,1 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe.
De spanning over de potentiometer mag 4 V bedragen, het spanningsbereik van deze 4 V ligt tussen -5 V en +5 V. Het IC is ondergebracht in een DIL-8 behuizing, zie figuur 6/6.8.2-27 en wordt gevoed uit een spanning van maximaal +7 V, waarbij +5 V wordt aanbevolen. De maximale weerstand bedraagt 1 kΩ en de resolutie 10,1 Ω met een weerstandstolerantie van +/-20 % van de maximale waarde.
De spanning over potentiometer bedraagt maximaal 4 V en de spanning op de potentiometer uiteinden is maximaal -5 V tot +5 V. De resolutie van de instelling is gelijk aan 1 % van maximale waarde en de lineariteit bedraagt +/-1,0 %. De ingangscapaciteiten zijn 10 pF max. Het logische "L" niveau is +0,8 V maximaal en het logische "H" niveau +2,0 V min.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-26: Het algemeen werkingsprincipe van de digitale potentiometers van Xicor.



Figuur 6/6.8.2-27: Aansluitgegevens van de X9C102.

De werking van de schakeling kan het best besproken worden aan de hand van een beschrijving van de functie van de pennen.

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagd of verhoogd, afhankelijk van het niveau op de $U/\overline{D}$-pen.
- $U/\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan. De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst

en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.

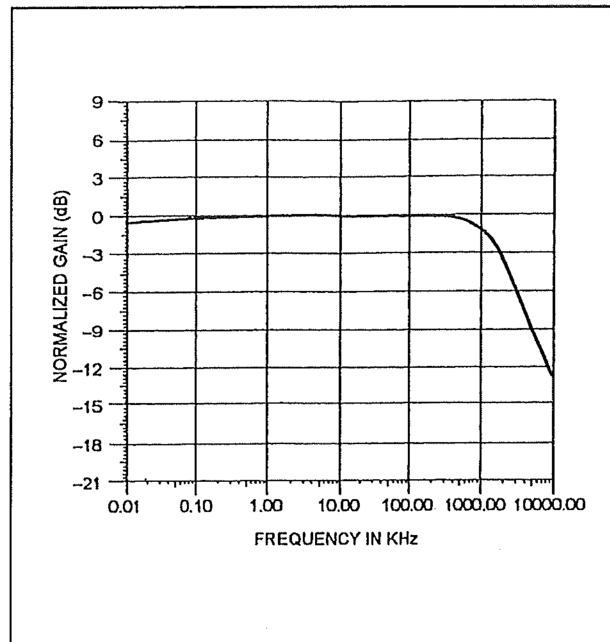
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen in de meeste gevallen negatieve spanningen verdragen.

De waarheidstabel van deze schakeling is voorgesteld in figuur 6/6.8.2-28. De volgorde waarin met de spanningen op de digitale ingangen moet aanbrengen is:

- eerst $\overline{C}$,
- dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen,
- tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	\	H	Wiper Up
L	\	L	Wiper Down
/	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
/	L	X	No Store, Return to Standby

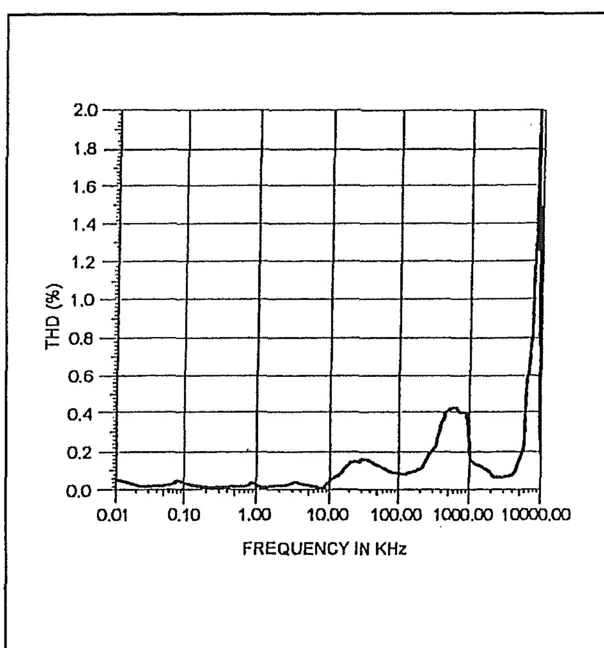
Figuur 6/6.8.2-28: De waarheidstabel van de X9C102.



Figuur 6/6.8.2-29: De frequentiekarakteristiek van de X9C102.

In figuur 6/6.8.2-29 is het frequentiebereik van de X9C102 gegeven bij een test-

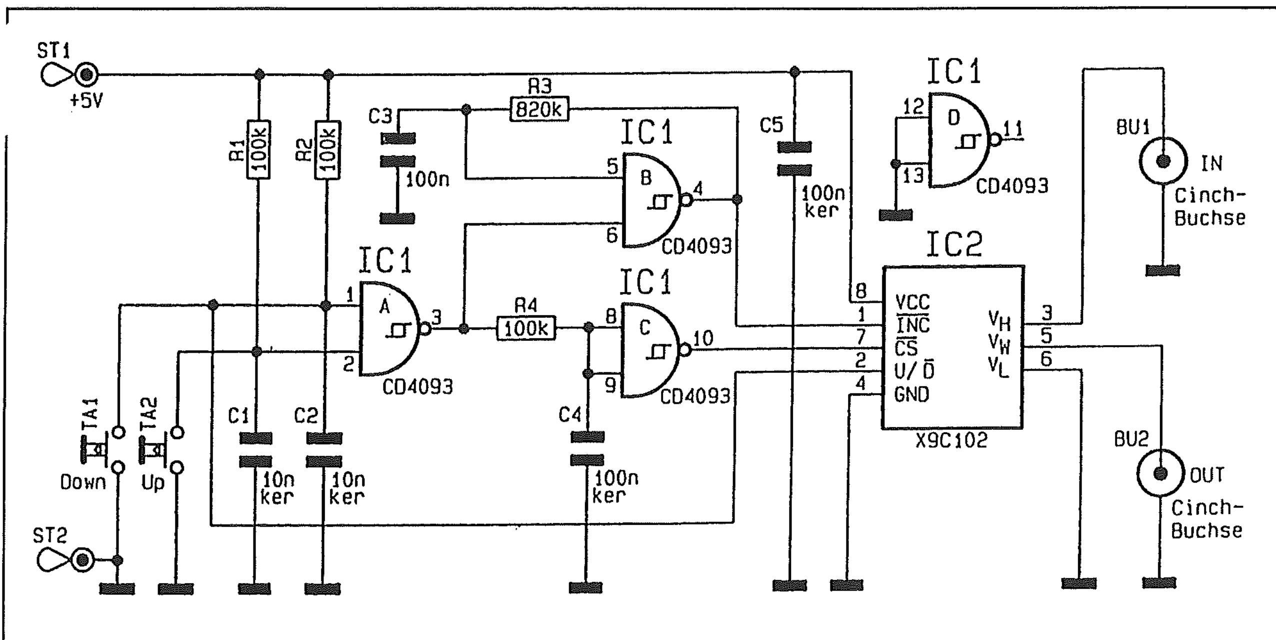
spanning van 0,5 $V_{effectief}$ en de loper op de middelste tap. Hieruit blijkt dat men de schakeling zonder noemenswaardige verzwakking kan gebruiken tot ongeveer 0,5 MHz. In figuur 6/6.8.2-30 is de vervorming van de X9C102 weergegeven, bij een ingangssignaal van 2,0 V_{eff} en de loper op de middelste tap.



Figuur 6/6.8.2-30: De vervorming van de X9C102.

In figuur 6/6.8.2-31 is een voorbeeldschakeling gegeven, waarin het IC wordt gebruikt als lineaire potentiometer. Deze digitale potentiometer wordt bediend door middel van twee drukknoppen TA1 en TA2. TA1 is de "Down"-knop, TA2 de "Up"-toets. Beide toetsen zijn aangesloten op de twee ingangen van een geïntegreerde Schmitt-trigger van het type CD4093. De twee ingangen van de poort A worden via de weerstanden R1 en R2 met de +5 V voeding verbonden. De uitgang van poort IC1 is dus "L". Drukt men een van de drukknoppen is, dan wordt een van de ingangen naar "L" getrokken, zodat de uitgang van de poort "H" wordt. De condensatoren C1 en C2 onderdrukken de bounce-eigenschappen van de contacten van de drukschakelaar. Iedere druk op de knop zal een eenduidige positieve flank op de uitgang van de poort genereren. Rond de poort IC1B is een oscillator opgebouwd, die een signaal met een frequentie van ongeveer 30 Hz genereert. Die oscillator kan echter alleen oscilleren, als de onderste ingang "H" is. Dit gebeurt op het moment dat er op een van de drukknoppen wordt gedrukt. De uitgang van de poort stuurt de $\overline{INC}$-ingang van de elektronische potentiometer IC2, de ingebouwde teller gaat dus gestuurd worden met 30 Hz. Het hoge signaal op de uitgang van poort A stuurt via het vertragend netwerkje R4/C4 de ingangen van poort IC1C. Na enige tijd gaat de uitgang van deze poort naar "L", zodat de Chip Select geactiveerd wordt en de elektronische potentiometer uit de stand-by modus wordt gehaald. De telpulsen worden verwerkt, de loper van de potentiometer gaat met 30 stappen per seconde "op" en "neer". De U/$\overline{D}$-ingang is rechtstreeks verbonden met de drukknop TA1. Drukt men op deze knop, dan wordt deze ingang "L" en gaat de teller aftellen. Drukt men niet op deze knop, dan blijft deze ingang "H", zodat opgeteld zal worden. Laat men beide drukknoppen met rust, dan stopt de oscillator en de teller wordt niet meer gestuurd. Even later gaat de uitgang van poort C naar "H", zodat de Chip Select "H" wordt en de elektronische potentiometer naar de stand-by stand gaat. De loper blijft staan in de stand waar de laatste telpuls hem naar toe heeft gestuurd.

6.8 Geluidsverwerkende IC's

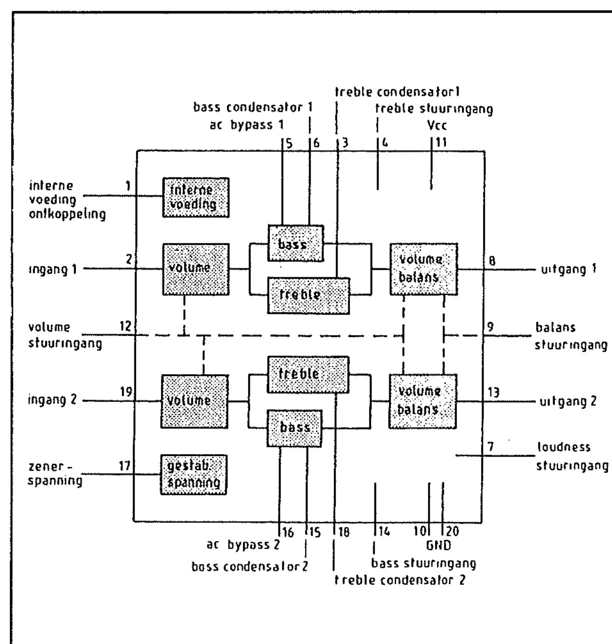


Figuur 6/6.8.2-31: Een praktische schakeling voor het aansturen van een elektronische potentiometer van het type X9C102.

Toon-, volume- en/of balans-regelaars

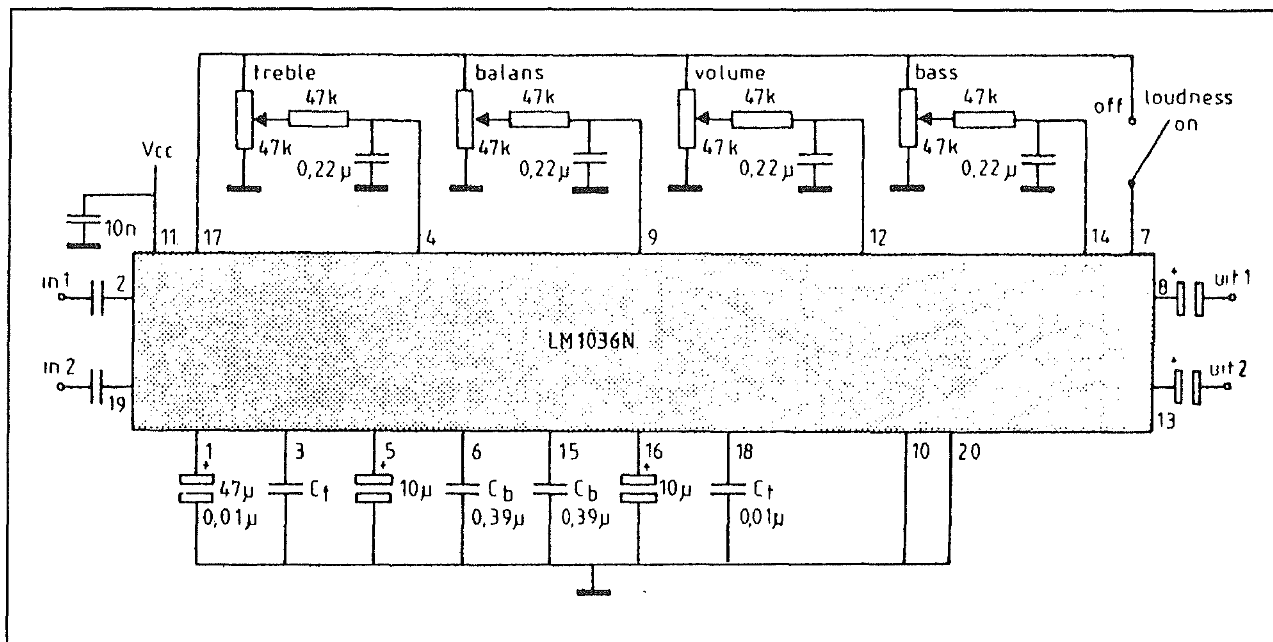
LM1035/1036

Deze twee vrijwel identieke IC's van National Semiconductors bieden alle functies die een volwaardige stereo voorversterker nodig heeft: volume, balans, lage tonen, hoge tonen en loudness. De frequentiekarakteristieken van de twee toonregelingen worden ieder door slechts één condensator bepaald, zodat erg weinig externe componenten noodzakelijk zijn. De aansluitgegevens en het interne blokschema van deze IC's zijn getekend in figuur 6/6.8.2-32. Op pen 7 staat een zenergestabiliseerde spanning van 5,4 V ter beschikking. Deze spanning kan gebruikt worden voor het besturen van de vier functies. Als op de vier stuuringangen de helft van deze spanning staat, dan werken de IC's in de lineaire modus.



Figuur 6/6.8.2-32: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM1035 of LM1036.

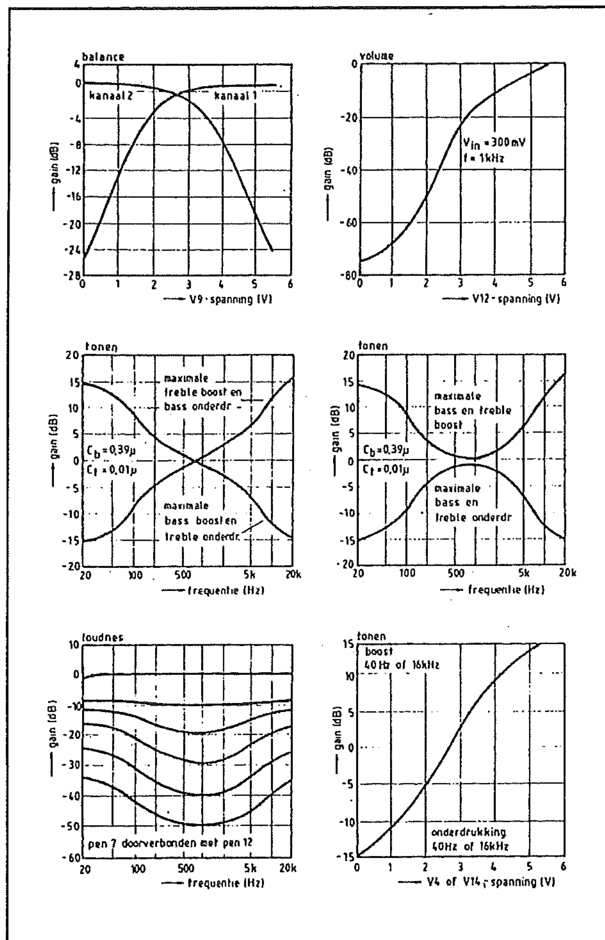
6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-33: Standaardschakeling rond een LM1035 of LM1036.

Dat wil zeggen dat de verzwakking gelijk is aan de helft van het bereik, beide kanalen even veel verzwakken en de frequentiekarakteristiek recht is.
Het zeer eenvoudige toepassingsschema is getekend in figuur 6/6.8.2-33. De vier potentiometers zijn aangesloten tussen de zenerspanning en de massa. Let op de capacitieve koppelingen aan de in- en uitgangen! De loudness-compensatie werkt niet als pen 7 op een spanning van 5,4 V staat. Wil men deze functie inschakelen, dan moet men deze pen verbinden met de volume-control op pen 12. De condensatoren Ct en Cb bepalen de werking van de toonregeling, waarbij Ct uiteraard de hoge en Cb de lage tonen beïnvloedt. Met de in het schema ingetekende waarden heeft de toonregeling een bereik van +/-15 dB.
Zoals uit het interne blokschema blijkt wordt het volume in twee stappen geregeld. Eén trap staat voor de toonregeling, zodat deze schakelingen niet overstuurd worden bij maximale instellingen van volume en bass en/of treble. De tweede trap staat na de toonregeling, hierin wordt ook de balansregeling uitgevoerd. Zolang men ervoor zorgt dat de uitgangsspanning nooit groter kan worden dan 1 V effectief bij 12 V voeding zullen de vervormingen voor iedere instelling binnen de specificaties liggen. In figuur 6/6.8.2-34 zijn de regelkarakteristieken van deze IC's samengevat. Uit figuur 6/6.8.2-35 volgen de voornaamste vervormingsgegevens. Hieruit blijkt al één verschil tussen de LM1035 en de LM1036. De LM1035 heeft een veel groter uitsturingsbereik! Er zijn nog enige andere verschillen. Zo kan de LM1035 gevoed worden tussen +8 V en +20 V, terwijl de LM1036 het bij +16V laat afweten.
De LM1035 heeft een volumebereik tot 80 dB, terwijl de LM1036 maar tot 75 dB regelt.

6.8 Geluidsverwerkende IC's

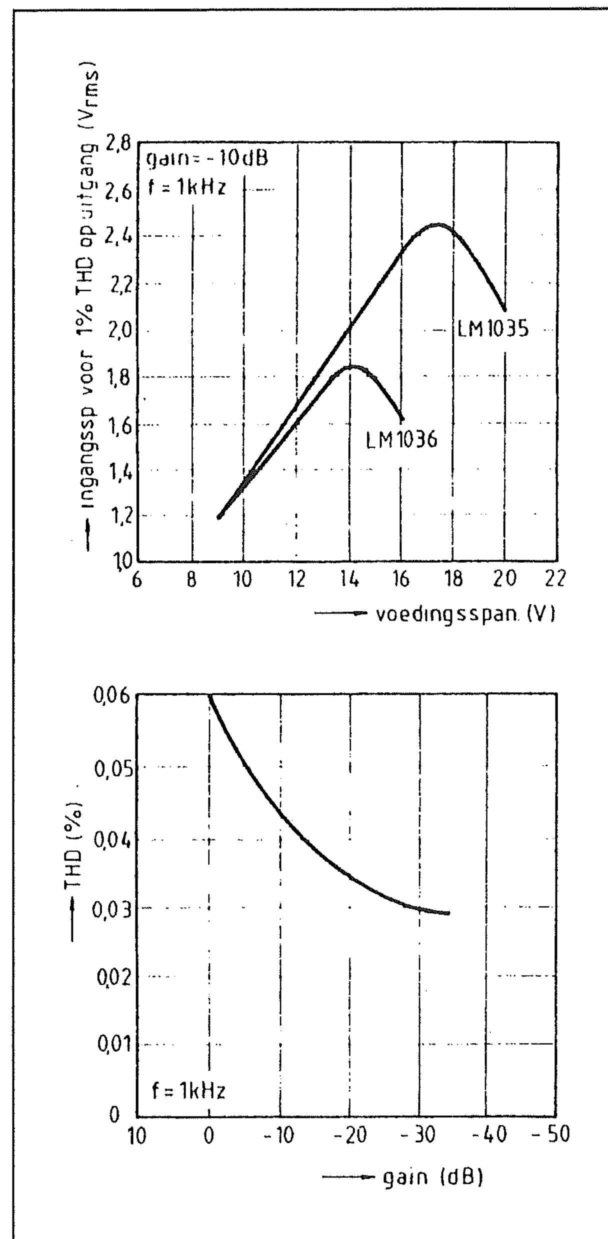


Figuur 6/6.8.2-34: De belangrijkste karakteristieken van de LM1035 en LM1036.

Maar daar staat tegenover dat de LM1036 iets betere ruiseigenschappen heeft. Bij een verzwakking van -20 dB levert dit IC een signaal/ruis-verhouding van 72 dB, terwijl de LM1035 niet verder komt dan 64 dB. Of anders gezegd, als de IC's maximaal verzwakken staat er op de uitgang van de LM1036 een ruissignaal van 16 μV, terwijl dat signaal bij de LM1035 35 μV groot is.

LM1040

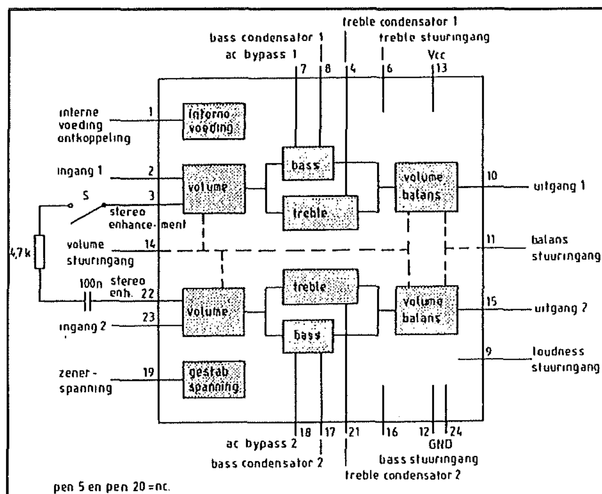
De LM1040 is een uitgebreide versie van de LM1035/1036. Dit IC heeft een zogenaamde "stereo enhancement"-ingang waarmee men de basisbreedte van het geluidsbeeld kan verbreden. Dat is handig in situaties waarbij de speakers dichter bij elkaar moeten staan dan in feite gewenst is (auto!).



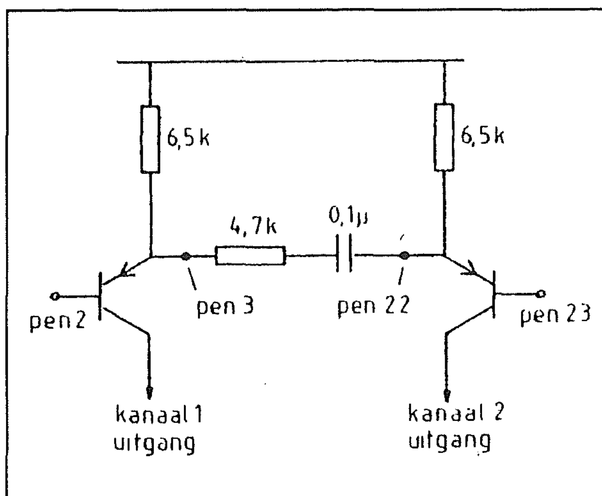
Figuur 6/6.8.2-35: De vervormingskarakteristieken van de LM1035 en LM1036.

6.8 Geluidsverwerkende IC's

In figuur 6/6.8.2-36 zijn niet alleen de aansluitgegevens van de LM1040 gegeven, maar meteen ook de manier waarop men deze extra voorziening kan in- en uitschakelen.



Figuur 6/6.8.2-36: Het principe van de LM1040.



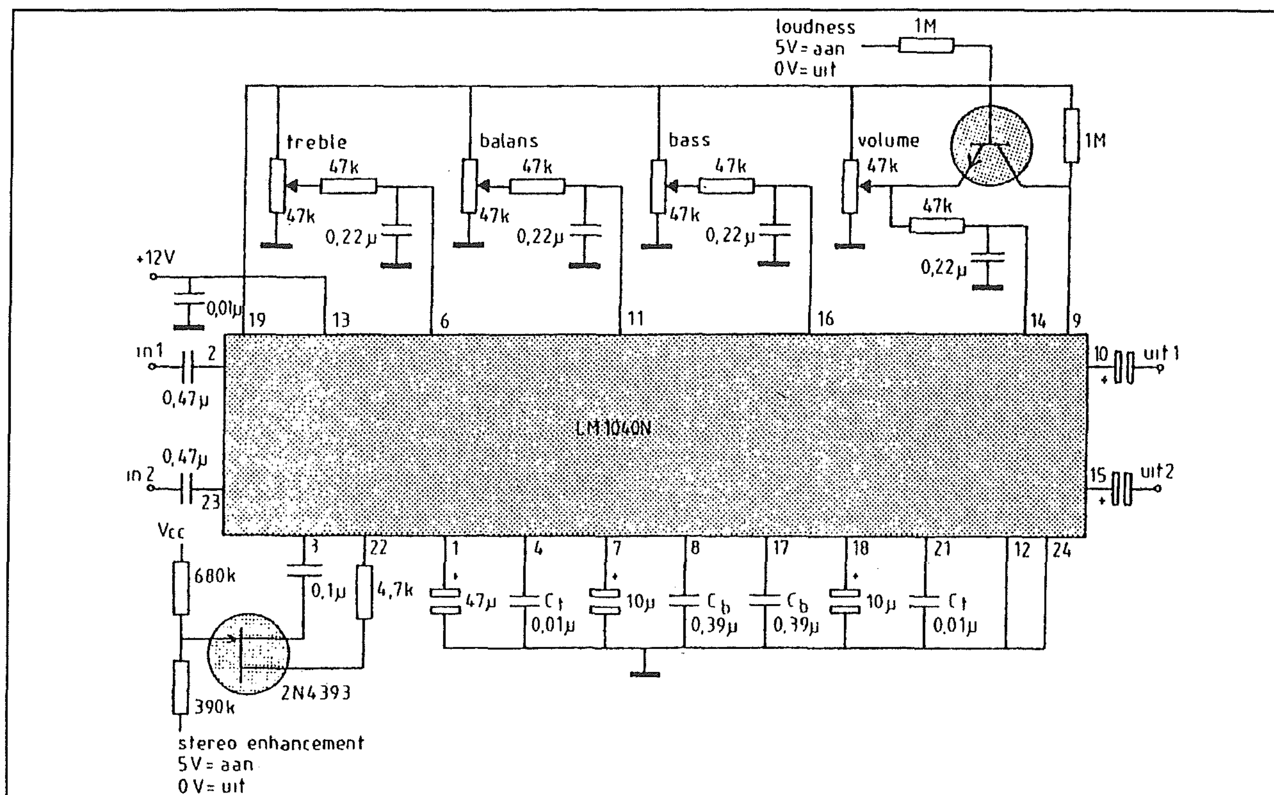
Figuur 6/6.8.2-37: Het principe van de basisbreedteregeling in de LM1040.

Het principe is erg eenvoudig. De weerstand en de condensator worden aangebracht, zie figuur 6/6.8.2-37, tussen de linker en de rechter kanalen. Op deze manier ontstaat een bepaalde terugkoppeling die voor bepaalde frequenties in tegenfase is. Als het IC een monofoon signaal verwerkt staan beide emitters op hetzelfde signaal. De koppeling heeft dan geen invloed. Bij stereobedrijf zorgt de koppeling ervoor dat signalen onder de 330 Hz in tegenfase worden gemengd met het andere kanaal. Op deze manier zal het geluidsbeeld minder luidsprekergericht zijn en ontstaat een ruimtelijker effect. Uiteraard kan men experimenteren met de waarden van de onderdelen. In figuur 6/6.8.2-38 is een voorbeeldschakeling rond de LM1040 getekend, waarbij zowel de basisbreedteregeling als de loudness-compensatie door middel van TTL-signalen in- en uitgeschakeld kunnen worden. De FET wordt gebruikt als elektronische schakelaar, waarbij het echter wel noodzakelijk is een type met een lage threshold-spanning te gebruiken. Omdat de pennen 3 en 22 op 7,5 V staan bij een voedingsspanning van 12 V is het echter ook mogelijk gebruik te maken van een CMOS-schakelaar, zoals een sectie uit een CD4066. Dit heeft het voordeel dat men kan sturen met spanningen die schakelen tussen de massa en de voedingsspanning van de schakeling. Ook de loudness kan zonder enig probleem door een elektronische schakelaar uit dat IC aangestuurd worden.

TCA5500/5550

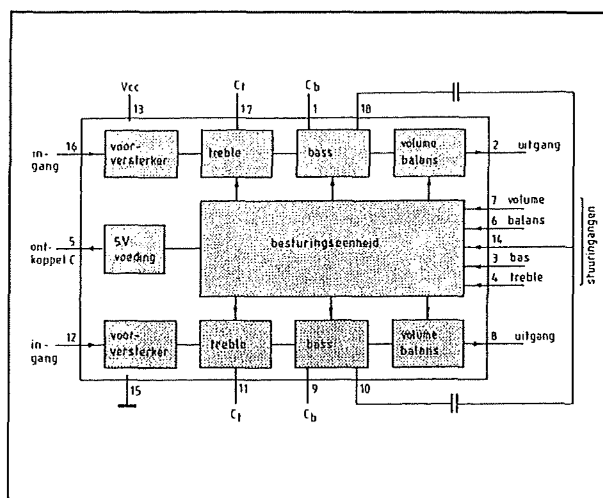
Twee schakeltechnisch identieke IC's van Motorola waarmee men volume, balans, hoge en lage tonen kan regelen. De twee schakelingen hebben op enige punten verschillende specificaties. De vier functies worden bestuurd door het aanleggen van gelijkspanningen tussen 0 V en +5 V op de vier besturingsingangen.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



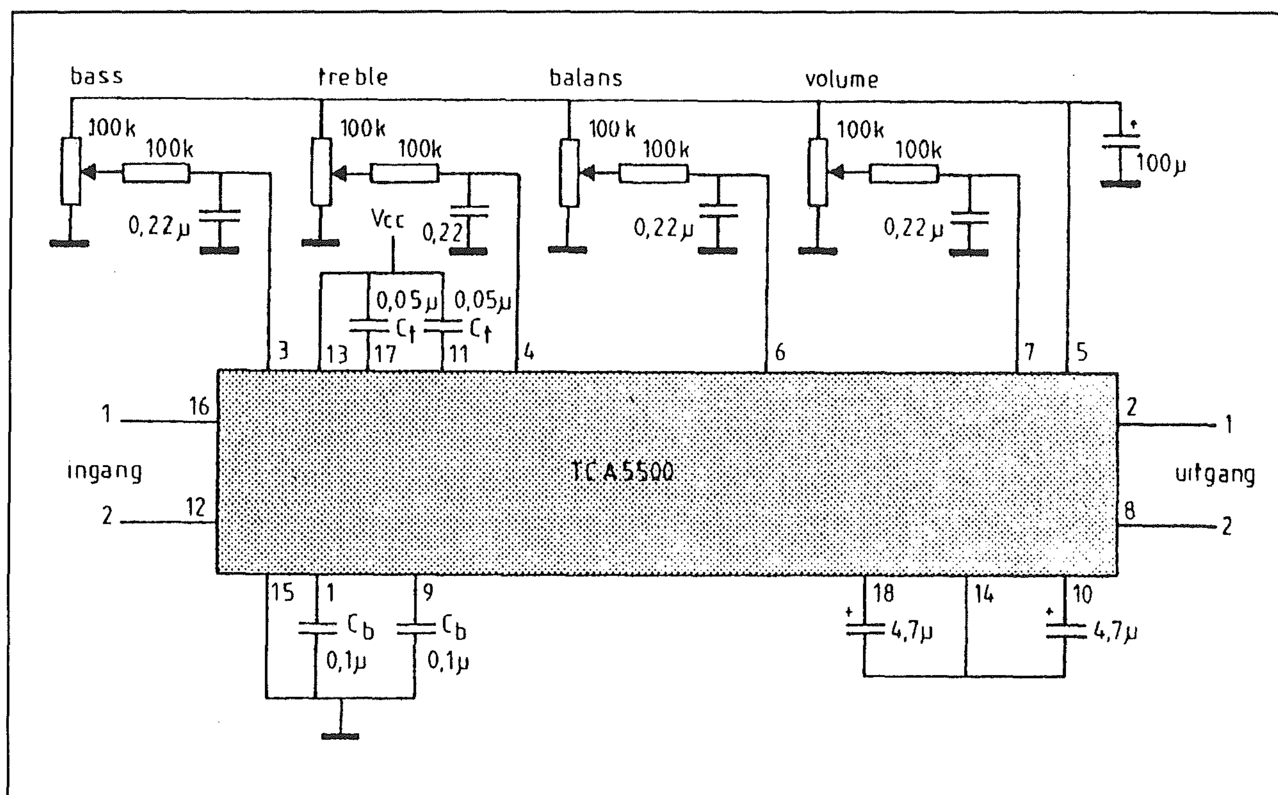
Figuur 6/6.8.2-38: Een volledig elektronische besturing van alle functies van de LM1040.

De IC's hebben zélf een +5 V uitgang, maar uiteraard kan men deze referentiespanning extern afleiden uit een DAC. De aansluitgegevens en het interne blokschema van deze DIL-18 IC's zijn getekend in figuur 6/6.8.2-39. Deze schakelingen kunnen gevoed worden uit spanningen tussen +8 V en +18 V, waarbij maximaal 30 mA stroom wordt getrokken uit de voeding. De TCA5500 kan ingangssignalen van maximaal 25 mV effectief verwerken, terwijl de TCA5550 geen problemen heeft met ingangsspanningen van 150 mV effectief. De volumeregeling bestrijkt voor beide schakelingen een gebied van -68 dB tot +12 dB, de balans is instelbaar tussen -40 dB en +3 dB. De toonregeling gaat tot +/-14 dB bij 40 Hz en 16 kHz bij de door de fabrikant voorgeschreven externe condensatoren. De totale harmonische vervorming bedraagt 0,1 % bij volledige uitsturing van de schakelingen.



Figuur 6/6.8.2-39: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TCA5500/5550.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-40: Voorbeeldschakeling rond de TCA5500.

In figuur 6/6.8.2-40 is de standaardschakeling rond deze IC's getekend. Hoewel dit niet in de fabrieksschema's is aangegeven, moeten de in- en de uitgangen capacitief gekoppeld worden. De ingangsimpedantie bedraagt 100 kΩ, zodat men met relatief kleine scheidingscondensatoren kan koppelen. De uitgangsimpedantie is slechts 100 Ω.

TCA730A/740A

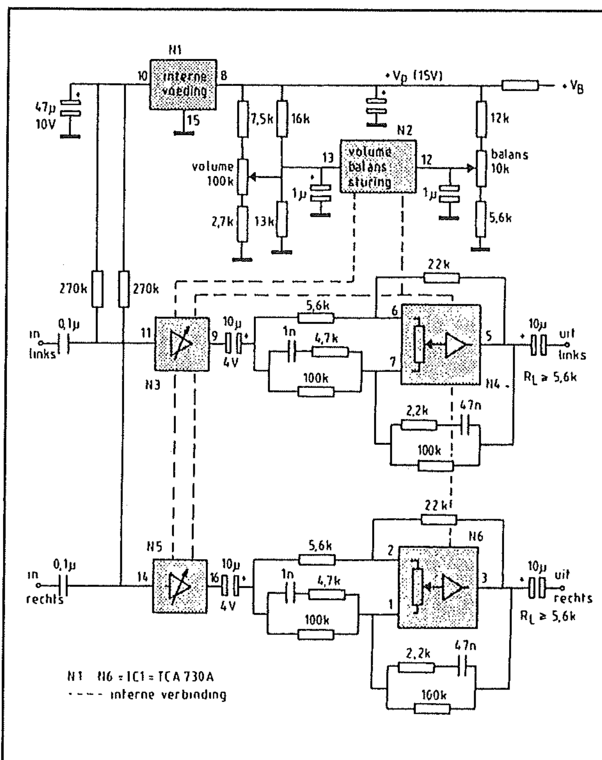
Deze twee op elkaar afgestemde DIL-16 IC's bevatten een volledig gelijkspanningsgeregelde voorversterker met volume, balans, lage tonen, hoge tonen en automatische fysiologische regeling (loudness). De vier grootheden worden geregeld met stuurspanningen die tussen +2 V en +9,5 V moeten liggen. Er moet echter een groot aantal externe componenten worden gebruikt voor het aan de praat krijgen van de schakelingen. In figuur 6/6.8.2-41 zijn de aansluitgegevens, de interne structuur en de externe bedrading van de TCA730A gegeven.

Dit IC neemt het volume en de balans voor zijn rekening. Op pen 10 staat een biasspanning van ongeveer 5,8 V ter beschikking die gesuperponeerd moet worden op de twee ingangsspanningen. De voedingsspanning (+18 V maximaal) wordt, in serie met een weerstand, aangeboden tussen de pennen 15 en 8. Deze wordt intern gestabiliseerd op ongeveer 10 V. Deze spanning wordt ook gebruikt voor het voeden van de potentiometers waarmee volume en balans te regelen zijn. Uiteraard kan men ook rechtstreeks sturen met een gelijkspanning die bijvoorbeeld uit een digitaal naar analoog omvormer afkomstig is. De schakeling mag gestuurd worden met signalen van maxi-

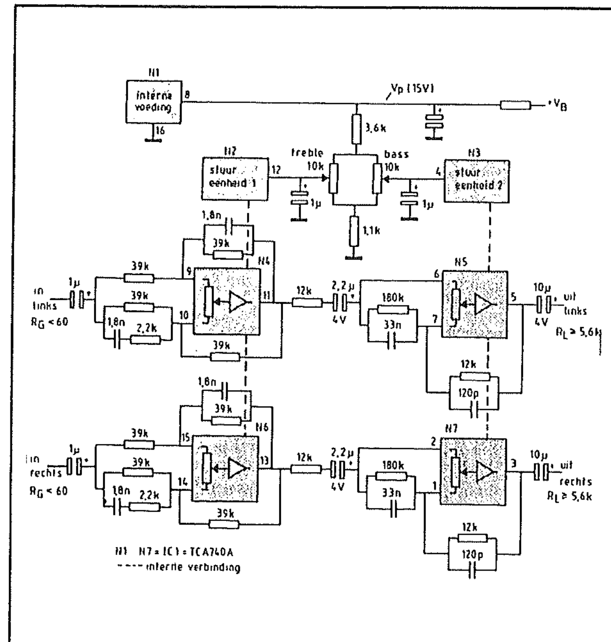
6.8 Geluidsverwerkende IC's

maal 1,5 V effectief, waarbij de maximale harmonische vervorming 0,1 % bedraagt. Het regelbereik van het volume gaat van -8 dB tot +20 dB, de balans heeft een bereik van -7 dB tot +5 dB.

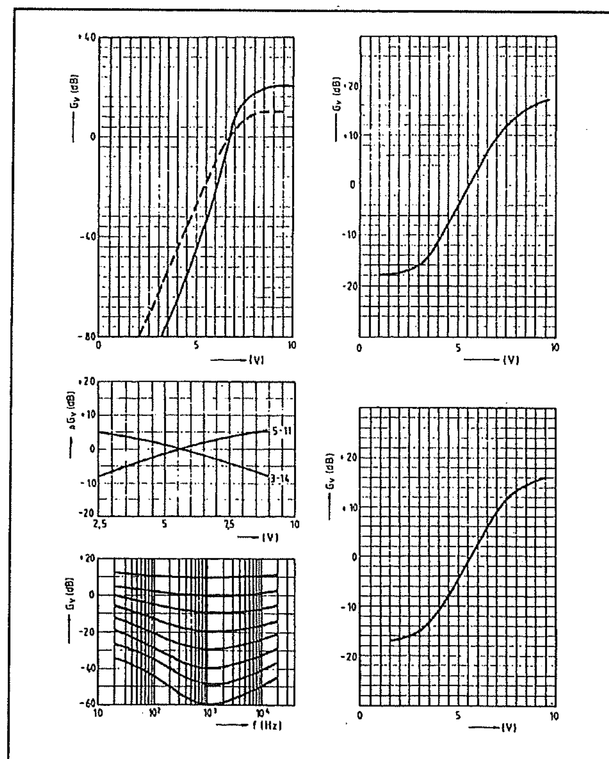
De TCA740A wordt voorgesteld in figuur 6/6.8.2-42. Ook bij deze schakeling valt het groot aantal externe componenten op! In wezen werkt dit IC op dezelfde manier, dus ook voeden via een voorschakelweerstand tussen de pennen 16 en 8!



Figuur 6/6.8.2-41: Intern blokschema en basisschema van de TCA730A.



Figuur 6/6.8.2-42: De gegevens van de TCA740A.

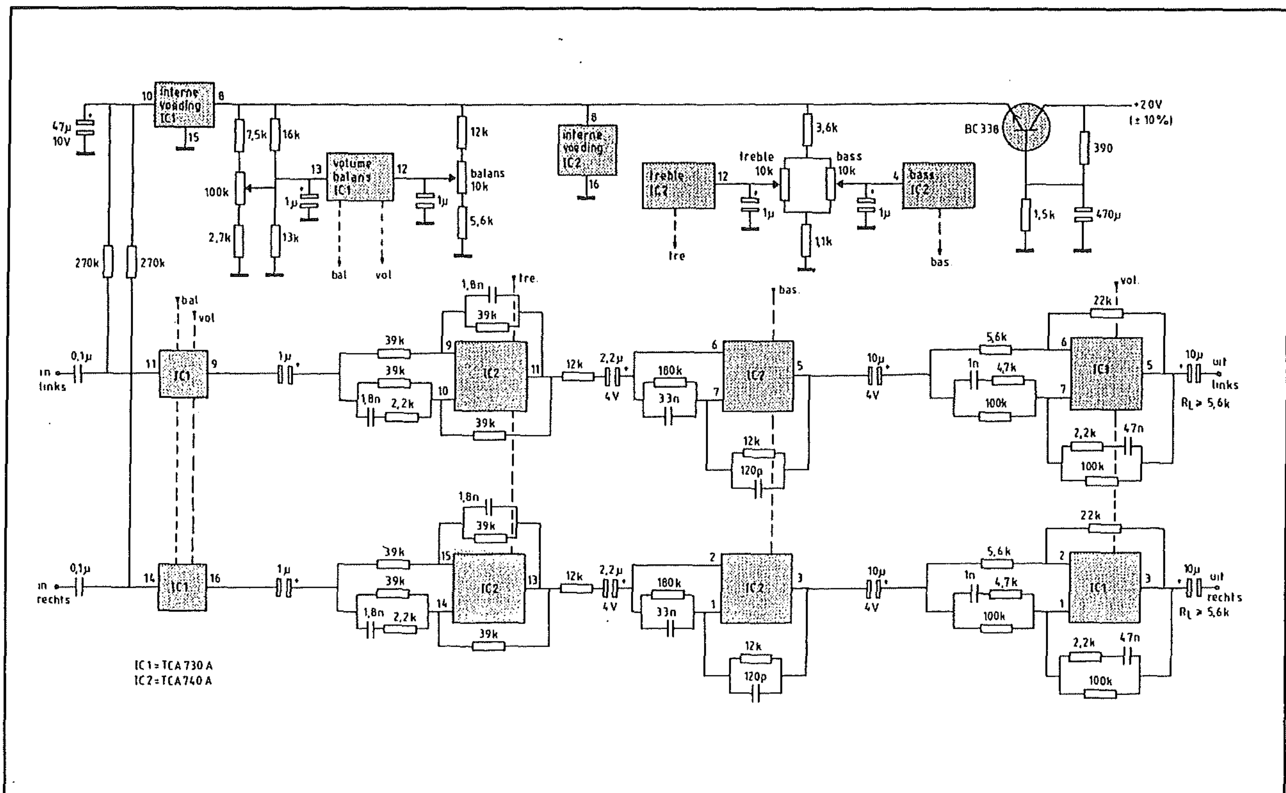


Figuur 6/6.8.2-43: De regelkarakteristieken van de TCA730A/740A combinatie.

De regelkarakteristieken van beide IC's zijn samengevat in figuur 6/6.8.2-43:

- regelbereik van het volume;
- regelbereik van de balans;
- invloed van de loudnesscontrole;
- lage tonen regeling bij 40 Hz;
- hoge tonen regeling bij 16 kHz.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



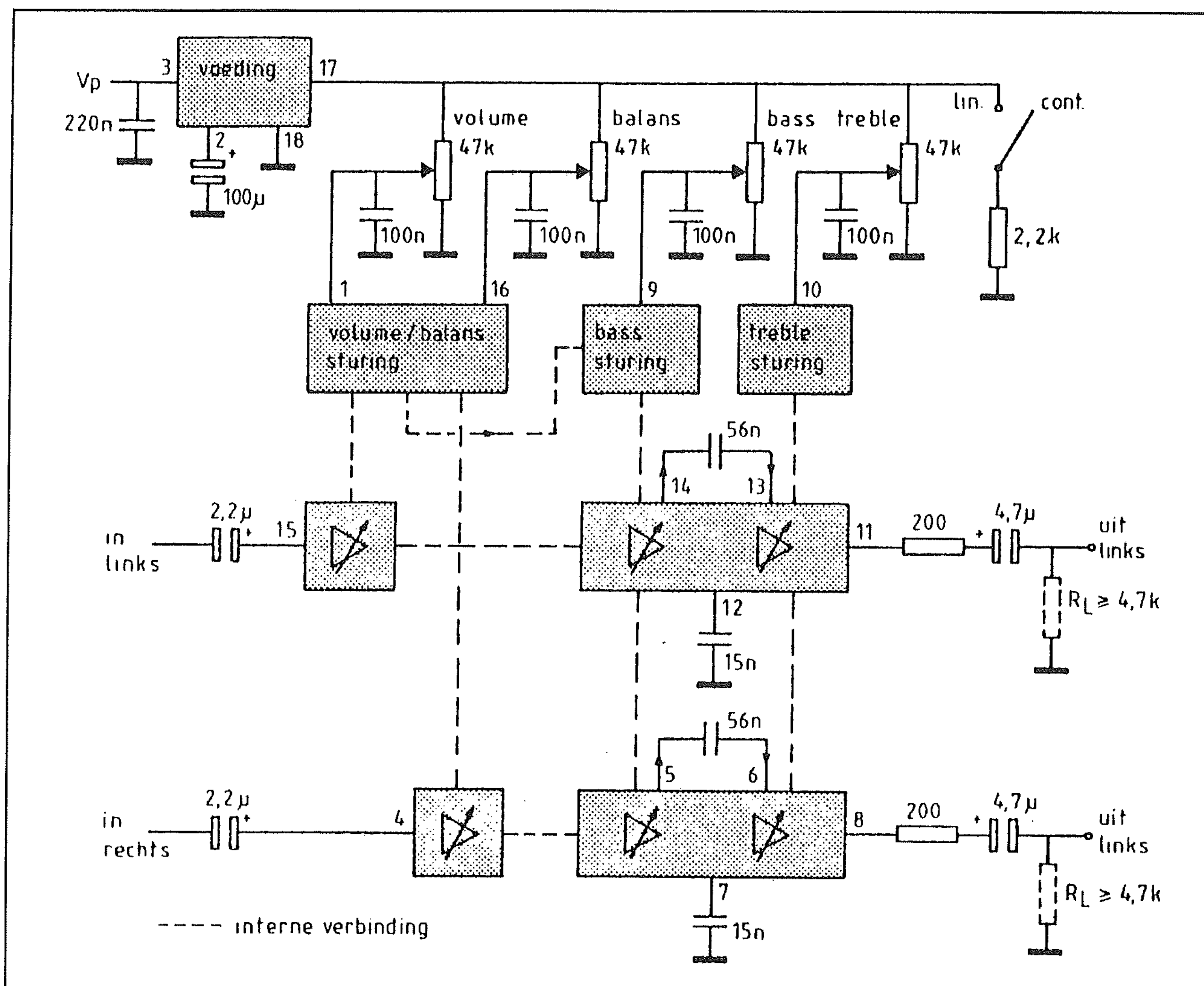
Figuur 6/6.8.2-44: Een praktische schakeling rond de Philips-combinatie TCA730/740.

In figuur 6/6.8.2-44 is een totale praktische schakeling rond deze Philips-combinatie geschetst. Hieruit blijkt duidelijk dat de regelspanningen niet vanaf 0 V mogen regelen (serieweerstandjes naar massa bij de potentiometers)! Bij sturing uit een DAC moet men hier dus terdege rekening mee houden!

TDA1524A/1525

Twee IC's van Philips die vrijwel identieke karakteristieken hebben. De vier basisfuncties volume, balans hoge en lage tonen worden bestuurd door middel van gelijkspanningen tussen 0 V en +4 V, ideaal dus als men deze spanningen uit eenvoudige DAC's moet afleiden. Figuur 6/6.8.2-45 geeft alle noodzakelijke schakeltechnische informatie die er over deze schakelingen te verzinnen is. Let op hoe weinig externe onderdelen noodzakelijk zijn voor het opbouwen van een complete versterker! Aanbevolen wordt de schakelingen uit +12 V (pen 3) te voeden, waarbij ongeveer 35 mA wordt verbruikt. De ingangen worden automatisch ingesteld op een biasniveau van rond 6 V, zodat capacitief gekoppeld moet worden. Hetzelfde geldt voor de uitgangen. Een vervelende eigenschap van deze schakelingen is dat de ingangsimpedantie sterkt afhankelijk is van de besturing van het volume. Bij maximaal volume (+20 dB) bedraagt de ingangsimpedantie slechts 10 kΩ. Deze grootheid stijgt tot 150 kΩ bij een instelling op -40 dB. Om deze fluctuerende impedantie te neutraliseren moet men de ingangen sturen uit een voorversterker of buffertrap met een zeer lage uitgangsimpedantie.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



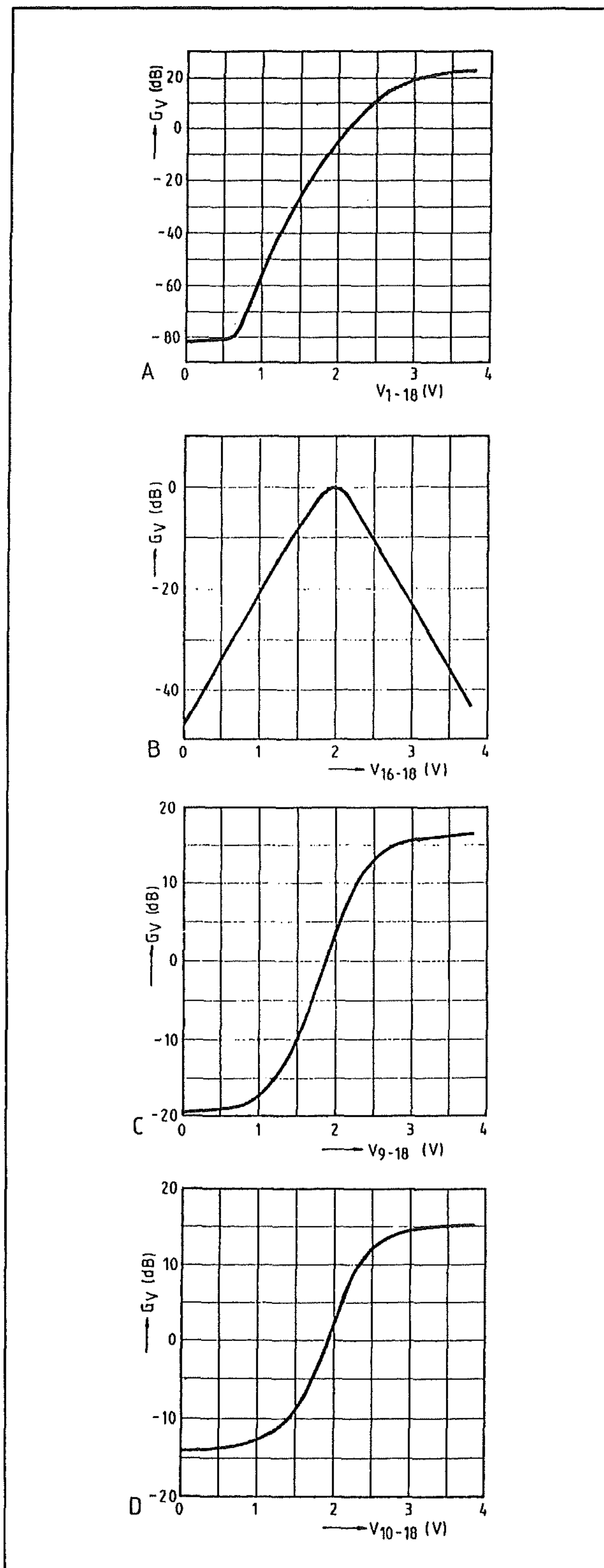
Figuur 6/6.8.2-45: De gegevens van de Philips-combinatie TDA1524A/1525.

Philips geeft zelf een maximale waarde van 600 Ω op. Op pen 17 staat een zenergestabiliseerde controlespanning van +4 V ter beschikking, maar ook nu kan men deze laten voor wat zij is en uit externe bronnen sturen. De ingangssignalen mogen maximaal 2,5 V effectief groot zijn, op de uitgang mag niet meer dan 3 V effectief verschijnen. De totale harmonische vervorming wordt opgegeven als 0,3 %, terwijl de kanaalscheiding groter is dan 60 dB en de twee kanalen binnen 2,5 dB dezelfde regeleigenschappen hebben.

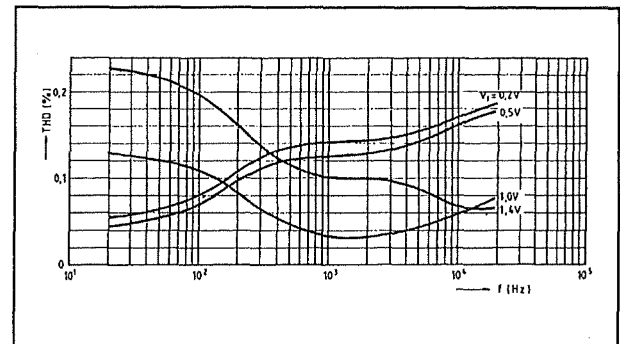
In figuur 6/6.8.2-46 zijn de regeleigenschappen van deze IC's getekend:
- volume;
- balans;
- lage tonen bij 40 Hz;
- hoge tonen bij 16 kHz.

De toonregeling heeft, over het volledige regelbereik genomen, een typisch Baxandall-verloop.
In figuur 6/6.8.2-47 is de vervormingskarakteristiek van deze IC's getekend over het volledige audiobereik en voor verschillende waarden van de effectieve ingangsspanning.

6.8 Geluidsverwerkende IC's



Figuur 6/6.8.2-46: De regelkarakteristieken van de TDA1524A en TDA1525.



Figuur 6/6.8.2-47: De vervormingsspecificaties van de Philips-combinatie.

Blijft de vraag wat het verschil is tussen beide schakelingen. Uit de databoeken volgt dat alle specificaties identiek zijn. Het enige verschil is dat er bij de TDA1525 enige grafieken staan die iets te zeggen hebben over het gedrag van de schakeling bij het in- en uitschakelen van de voeding. Bij het in- of uitschakelen zullen de biasspanningen op de uitgangen in ongeveer 2 seconden stijgen of dalen van 0 V tot de normale waarde of vice versa. Men kan dus stellen dat de TDA1525 ingebouwde voorzieningen heeft om schakelklikken te elimineren, terwijl de TDA1524A dit waarschijnlijk niet heeft.

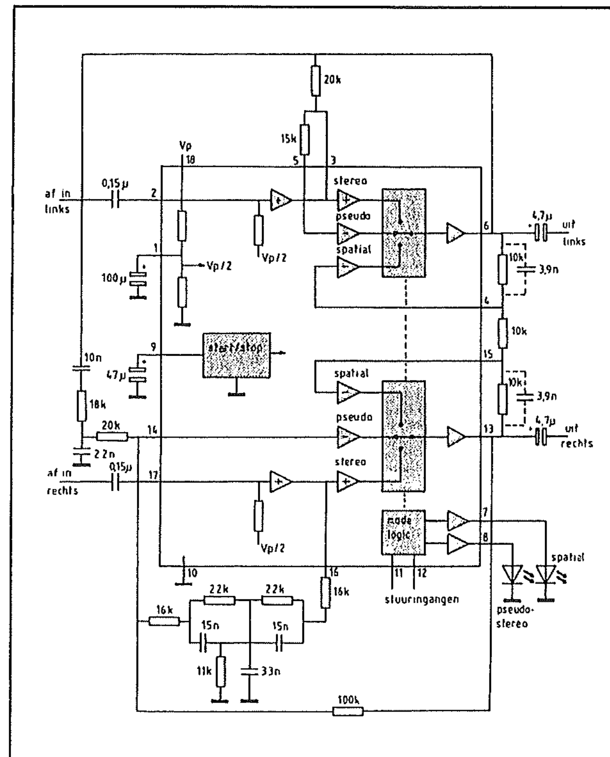
TDA3810

De TDA3810 van Philips wijkt, wat functies betreft, volledig af van de besproken schakelingen. Met dit IC kan men speciale effecten inschakelen in een audioketen. Door middel van een twee bit brede digitale code kan men kiezen tussen:
- pseudo stereo, waarbij een monofoon signaal wordt omgezet in iets dat op stereo lijkt;
- gewone stereo;
- spatial stereo, waarbij de basisbreedte van het geluidsfront kunstmatig wordt verbreed en een superruimtelijke weergave ontstaat. Alle schakeltechnisch

6.8 Geluidsverwerkende IC's

noodzakelijke gegevens volgen uit figuur 6/6.8.2-48. Als voedingsspanning wordt 12 V aanbevolen.

De twee gestippeld getekende condensatoren van 3,9 nF worden aanbevolen voor het verbeteren van het spatial stereo effect. Let op de noodzakelijke terugkoppelingen van de uitgangspennen 6 en 13 naar het netwerk aan de ingangen! De schakeling levert een eigen versterking van 0 dB en draagt 0,1 % aan de totale vervorming van een systeem bij. De twee controle-ingangen moeten bestuurd worden met TTL-signalen. Als beide ingangen "H" zijn is de spatial mode ingeschakeld. Is alleen pen 11 "H", dan schakelt het IC naar de pseudo stereo mode. Beide ingangen "L" 'geeft gewone stereo.



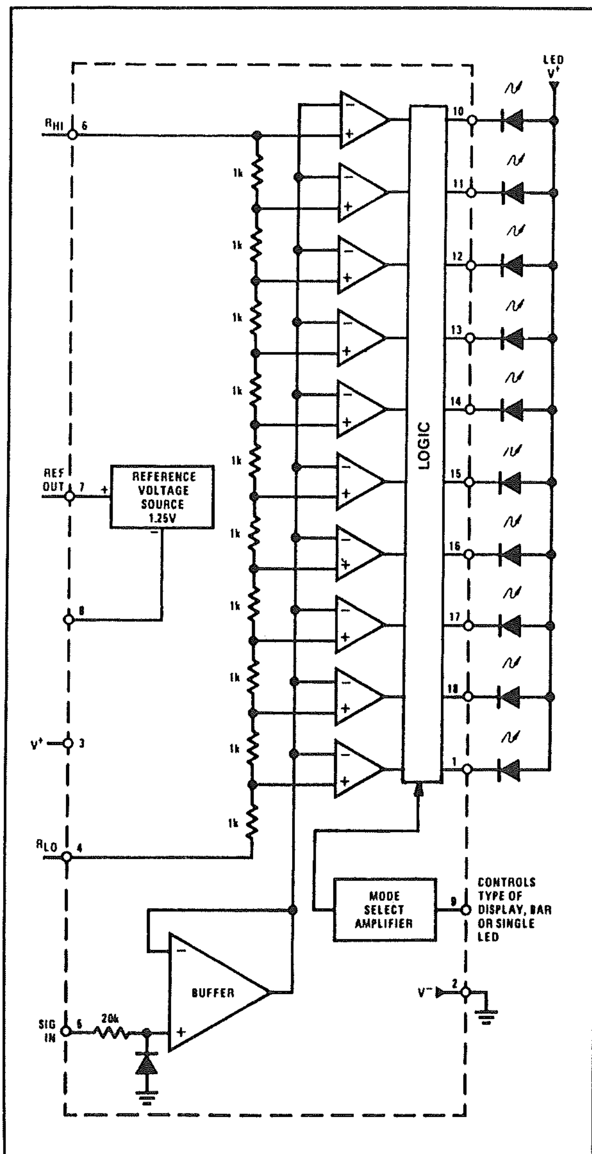
Figuur 6/6.8.2-48: De technische gegevens van de TDA3810.

6/6.9 LED-drivers

In dit hoofdstuk worden IC's besproken die, algemeen samengevat, in staat zijn een gelijkspanning om te zetten in een lichtgevende indicatie op een aantal LED's.
In de meeste gevallen zijn deze LED's in een rij opgenomen en definieert het aantal brandende LED's of de plaats van één brandende LED uit de rij de grootte van de gelijkspanning op de ingang.
LED-drivers zijn in een grote variëteit op de markt, geschikt voor het besturen van slechts één LED tot niet minder dan 30. In de meeste gevallen wordt de te meten ingangsspanning vergeleken met twee instelbare drempels, een onderste drempel R_{lo} en een bovenste drempel R_{hi}. Als de spanning kleiner is dan de onderste drempel zal de uitlezing gedoofd zijn of de onderste LED branden, overschrijdt de ingangsspanning de bovenste drempel dan kan de uitlezing ook weer doven of blijft de bovenste LED branden. Voor spanningen tussen beide drempels zal steeds een LED uit de rij (of een aantal) oplichten. Er zijn tal van verfraaiingen mogelijk, zoals knipperende onder- en overbereik indicatie, de mogelijkheid om te schakelen van punt naar kolom uitlezing, de mogelijkheid verschillende identieke IC's in cascade te schakelen, waardoor uitlezingen met meer dan 100 LED's mogelijk zijn.

Algemeen werkings-principe
De meeste LED-drivers werken volgens hetzelfde principe, dat wordt toegelicht aan de hand van de figuren 6/6.9-1 en 6/6.9-2.

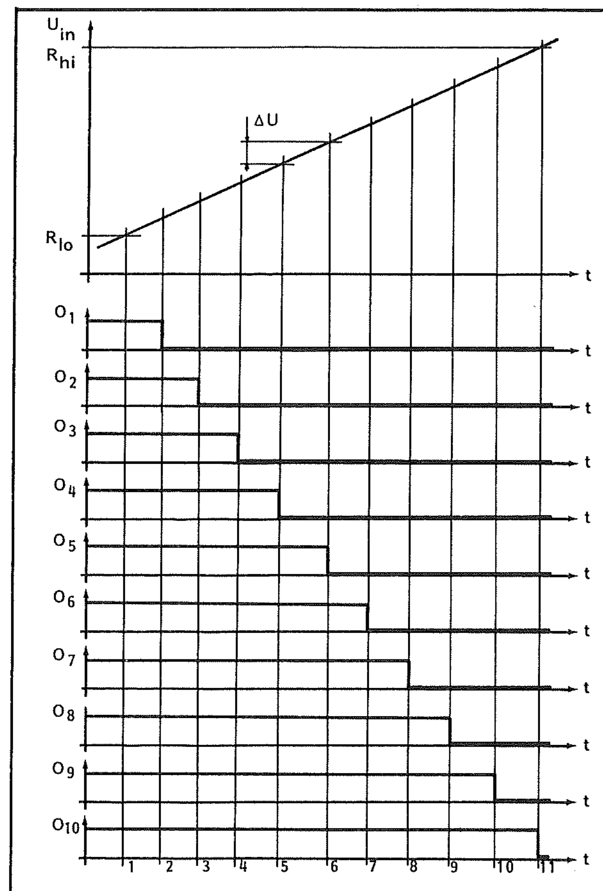
In het IC bevinden zich een groot aantal comparatoren. Deze vergelijken de spanning op de inverterende ingang met de spanning op de niet-inverterende ingang. Is de eerste groter dan de tweede, dan zal de uitgang van de comparator laag (massa, negatieve voeding) zijn. Wordt de spanning op de niet-inverterende ingang gelijk aan of groter dan de spanning op de inverterende ingang, dan zal de uitgang van de comparator plotseling omklappen en hoog (positieve voeding, interne referentie) worden.
In het IC is verder een serieschakeling van een groot aantal weerstanden opgenomen. Ieder knooppunt gaat naar een niet-inverterende ingang van een comparator. De uiteinden van de deler worden naar buiten gebracht en aangesloten op de twee drempels R_{lo} en R_{hi}. De inverterende ingangen van alle comparatoren zijn met elkaar door-



Figuur 6/6.9-1: Algemeen principe-schema van een LED-driver.

verbonden en (meestal) via een buffer verbonden met de pen waarop de te meten gelijkspanning wordt aangesloten.

Het spanningsverschil tussen R_{hi} en R_{lo} (in feite dus het meetbereik van de schakeling) wordt door de weerstanden van de deler verdeeld in een aantal delen ΔU. Het hangt af van de waarde van de deler-weerstanden of deze ΔU's allemaal even groot zijn of niet. Beide systemen komen voor wat, zoals dadelijk zal blijken, grote voordelen kan hebben.



Figuur 6/6.9-2: Uitgangsspanningen in functie van de ingangsspanning.

De niet-inverterende ingang van de onderste comparator staat op een spanning van $R_{lo} + \Delta U$, de identieke ingang van de tweede comparator op een spanning $R_{lo} + 2. \Delta U$, etc. De niet-inverterende ingang van de bovenste comparator staat op R_{hi}.

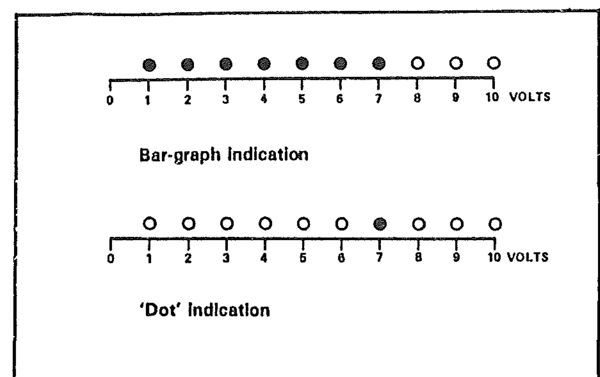
Als men aan de ingang van het IC een spanning legt die zaagtandvormig van 0 tot een spanning groter dan R_{hi} stijgt, dan zullen de comparatoren een na een omklappen.

Bij $U_{in} < R_{lo} + \Delta U$ zijn alle niet-inverterende ingangen positiever dan

de inverterende ingangen, alle uitgangen zijn hoog.
Bij $R_{lo} + \Delta U < U_{in} < R_{lo} + 2 . \Delta U$ wordt de inverterende ingang van de onderste comparator positiever dan de niet-inverterende ingang, de uitgang wordt laag.
De uitgangen van de comparatoren kunnen rechtstreeks verbonden zijn met de IC-pennen waarop de LED's worden aangesloten. Naarmate de ingangsspanning stijgt zullen de LED's een na een oplichten. Het is echter ook vaak het geval dat de uitgangen worden aangeboden aan een logische schakeling, waarin de uitgangen worden verwerkt en omgezet in stuurspanningen voor de LED's. Dit is bijvoorbeeld het geval bij die IC's waarbij er steeds slechts één LED oplicht.
Bij een aantal IC's bestaat de mogelijkheid het logisch netwerk te besturen door een externe spanning. Men kan de uitlezing dan omschakelen tussen punt- en balk-uitlezing.
De meeste schakelingen hebben een ingebouwde spanningsreferentie waarvan de uitgangsspanning gebruikt kan worden voor het genereren van de drempels R_{lo} en R_{hi}. Sommige IC's beschikken over een extra ingang (pen 8 in figuur 6/6.9-1) waarmee men de grootte van de interne referentiespanning kan wijzigen.

Het zal wel zonder meer duidelijk zijn dat men R_{lo} ook kan gelijkstellen aan nul, aan het massa-potentiaal. Maar doordat men deze drempel op gelijk welke spanning kan zetten, bestaat de mogelijkheid een uitlezing met onderdrukt nulpunt te realiseren. Dit is heel erg nuttig als men bijvoorbeeld een schakeling wil samenstellen voor het meten van de spanning van een autoaccu. Het heeft dan weinig zin een uitlezing tussen 0 en 15 V te gebruiken, want de spanning over de accu zakt toch nooit onder de 11 V. Door nu de drempels op 11 en 15 V in te stellen zullen de 10 LED's die de uitlezing vormen het gebied 11 tot 15 V bestrijken, waardoor de resolutie van de uitlezing aanmerkelijk toeneemt.

Soorten van uitlezing
In principe bestaan er twee soorten uitlezing, zie figuur 6/6.9-3:



Figuur 6/6.9-3: Vergelijking van bar graph en dot uitlezing.

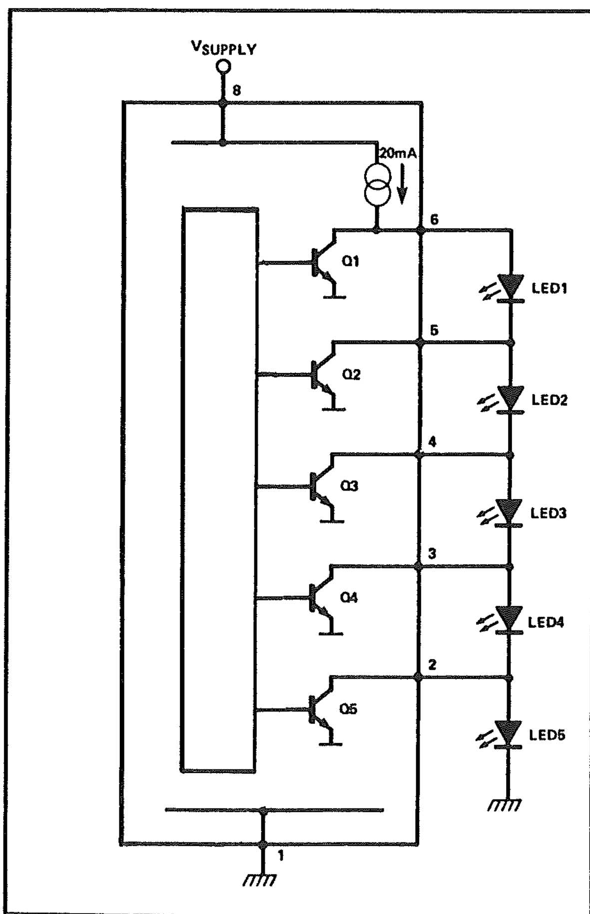
- de kolom-uitlezing of bar-graph indicatie, waarbij de lengte van de lichtkolom een maat is voor de grootte van de gemeten spanning;
- de punt-uitlezing of dot-indicatie, waarbij de positie van de oplichtende LED in de rij een maat is voor de grootte van de gemeten spanning.

Zoals reeds gezegd bepaalt de waarde van ΔU de manier waarop de LED's op de ingangsspanning reageren. Als alle weerstanden van de deler identiek zijn, zijn ook alle ΔU's identiek en het

totale meetbereik wordt in een aantal even grote stukken verdeeld. De schaal is lineair. Men kan de onderlinge verhouding van de weerstanden echter ook zo berekenen dat de uitlezing een lineaire dB-schaal krijgt, hetgeen dus overeen komt met een logaritmische spanningsschaal. Dit is ideaal voor het samenstellen van VU-meters in geluids-apparatuur.

Het aansluiten van de LED's op het IC

De meeste IC's werken, wat dit punt betreft, volgens het in figuur 6/6.9-1 behandelde voorbeeld. Alle LED's hebben een gemeenschappelijke leiding (voeding, massa, weerstand) en de overige aansluitingen gaan naar pennen van het IC.

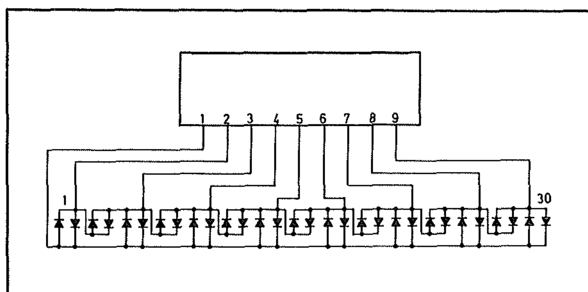


Figuur 6/6.9-4: Seriële aansluiting van de LED's op het IC.

Er bestaan echter ook LED-drivers waarbij, zoals getekend in figuur 6/6.9-4, de LED's in serie zijn geschakeld. In het IC is dan een stroombron ingebouwd, die een constante stroom door de serie-schakeling van alle LED's stuurt. Over iedere LED is intern een kortsluittransistor geschakeld. Door nu deze transistoren op te sturen kan men op gelijk welke plaats uit de serieschakeling de constante stroom afvoeren naar de massa. Als bijvoorbeeld transistor Q3 in geleiding wordt gestuurd, zullen LED1 en LED2 oplichten en 3, 4 en 5 gedoofd blijven. Het nadeel van dit systeem is dat men de beschikking moet hebben over een tamelijk grote voedingsspanning. Over iedere geleidende LED valt immers een spanning van 1,7 á 2 V en bij tien in serie geschakelde brandende LED's komt men dus al tot een spanning van meer dan 20 V.

Zowel de parallelle als de seriële aansluiting hebben het nadeel dat het aantal verbindingen tussen de LED-keten en het IC erg groot wordt als er veel LED's gestuurd moeten worden. Men komt dan niet meer uit met de standaard 14- of 16-polige IC-behuizingen. Vandaar dat men bij LED-drivers die meer dan 10 LED's kunnen aansturen kiest voor een ander systeem. Figuur 6/6.9-5 geeft een voorbeeld van de manier waarop men 30 LED's individueel aan en uit kan sturen met slechts negen verbindingen. De uitgangen van het IC zijn tri-state. Zij

kunnen intern met de massa en de stroombron worden verbonden, maar kunnen ook als het ware worden uitgeschakeld. De uitgangsimpedantie wordt dan oneindig groot. Door nu voor iedere stap in de ingangsspanning een bepaalde combinatie van "L", "H" en "∞" op de uitgangen te zetten kan men gelijk welke LED uit de keten aansturen.



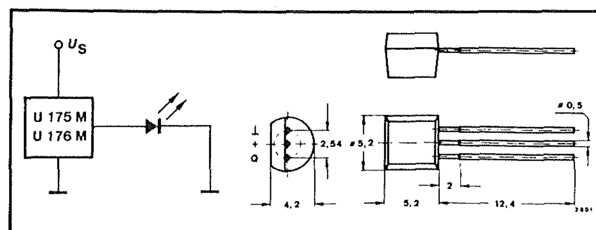
Figuur 6/6.9-5: Besturing van een groot aantal LED's uit een gering aantal tris-state uitgangen.

Technische gegevens LED-drivers

In deze paragraaf worden de meest populaire IC's behandeld, gerangschikt naar het aantal LED's dat men er kan op aansluiten. Schakelingen die slechts op detail-punten van elkaar afwijken (bijvoorbeeld enig verschil lineaire of logaritmische schaal) worden gezamenlijk besproken.

1 LED besturing U 175/U 176

Met deze IC's kan men één LED laten knipperen, de schakeling start bij het aansluiten van het IC op de voedingsspanning.

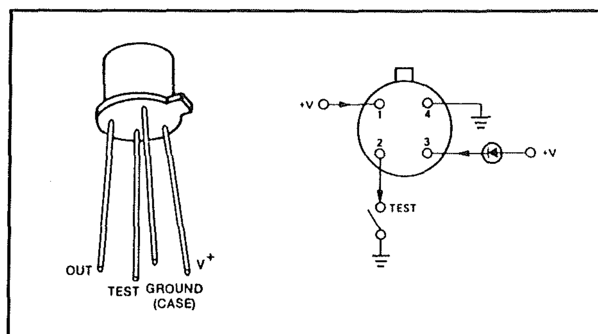


Figuur 6/6.9-6: De U 175/U 176 IC's.

- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-6
- max. voedingsspanning:	13,2 V
- min. voedingsspanning:	4,75 V
- knipper-frequentie:	1,3 - 5,2 Hz (U 175)
	0,3 - 1,3 Hz (U 176)
- max. uitgangsvermogen:	150 mW
- afhankelijkheid frequentie:	0,3 Hz/V (U 175)
	0,075 Hz/V (U 176)

1 LED besturing ICM 7201

Dit IC is speciaal ontwikkeld voor het waarschuwen tegen een te lage voedingsspanning in batterij-gevoede (nicad's!) apparatuur. De op het IC aangesloten LED gaat branden als de voedingsspanning van het IC lager wordt dan 2,9 V. Boven deze spanning kan men de LED laten branden door de test-ingang met massa te verbinden.



Figuur 6/6.9-7: Het ICM 7201 IC.

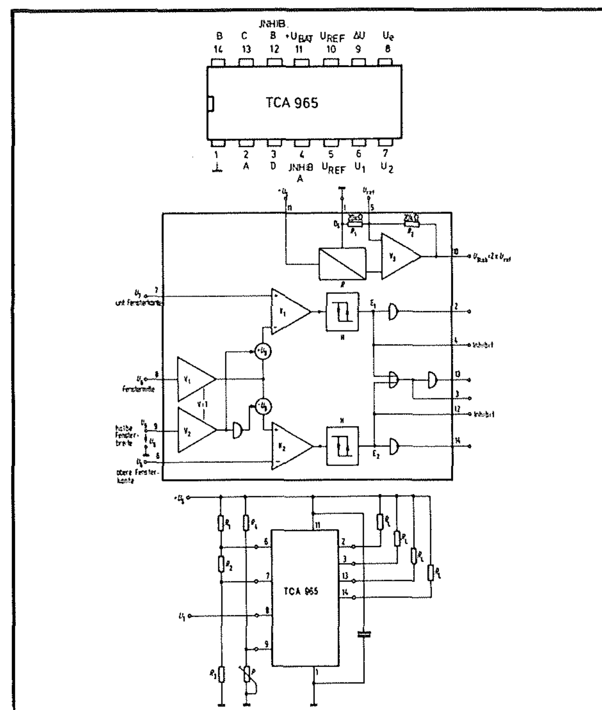
- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-7
- max. voedingsspanning:	5,5 V
- max. uitgangsstroom:	100 mA
- trigger-spanning:	2,9 - 3,3 V
- LED-stroom:	15 mA
- ruststroom (LED uit):	2 mA max.

4 LED besturing TCA 965

Viervoudige venster-discriminator. Met dit IC kan men een op pen 8 aangesloten ingangsspanning vergelijken met een minimale waarde (pen 7), middenwaarde (pen 9) en maximale waarde (pen 6). Tussen de vier spanningen en de vier LED's bestaat volgend verband:

- $U_{in} < U_7$:	LED 2 brandt;
- $U_7 < U_{in} < U_9$:	LED 3 brandt;
- $U_9 < U_{in} < U_6$:	LED 13 brandt;
- $U_{in} > U_6$:	LED 14 brandt.

Door de inhibit-ingangen voor de kleiner dan en groter dan LED's kan men verschillende IC's cascaderen.

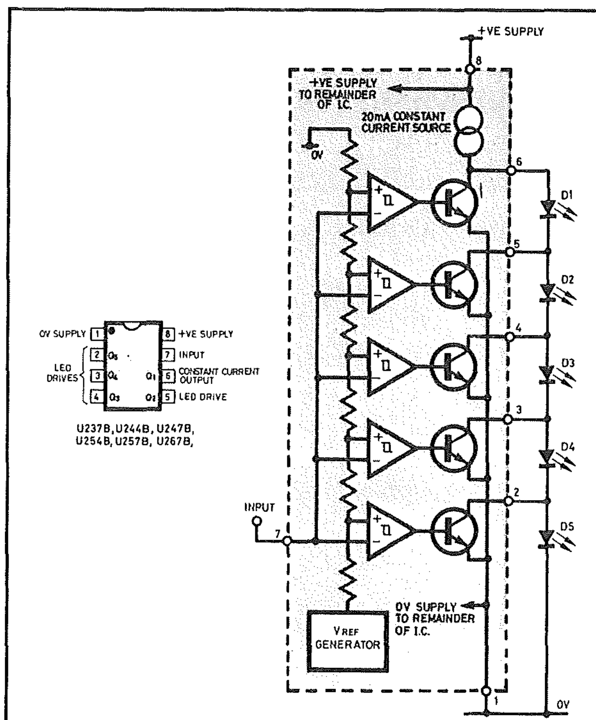


Figuur 6/6.9-8: De TCA 965 viervoudige venster-discriminator.

- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-8
- max. voedingsspanning:	27 V
- min. voedingsspanning:	7,5 V
- referentie-uitgang pen 5:	2,75 - 3,25 V
- referentie-uitgang pen 10:	2 x U_5, echter te variëren door operationele versterker V3 met weerstanden tussen pennen 1, en 10 anders in te stellen
- max. uitgangsstroom:	50 mA, $R_L \rightarrow$ LED + weerstand!

5 LED besturing U 200 serie

De U 200 familie bestaat uit zes geïntegreerde schakelingen die in principe volledig identiek zijn, maar van elkaar afwijken in de ΔU van de comparatoren. De IC's kunnen zowel afzonderlijk worden gebruikt, maar doordat de drempelspanningen in elkaar grijpen kan men deze IC's ook als paar inzetten voor het opbouwen van uitlezingen met 10 LED's.



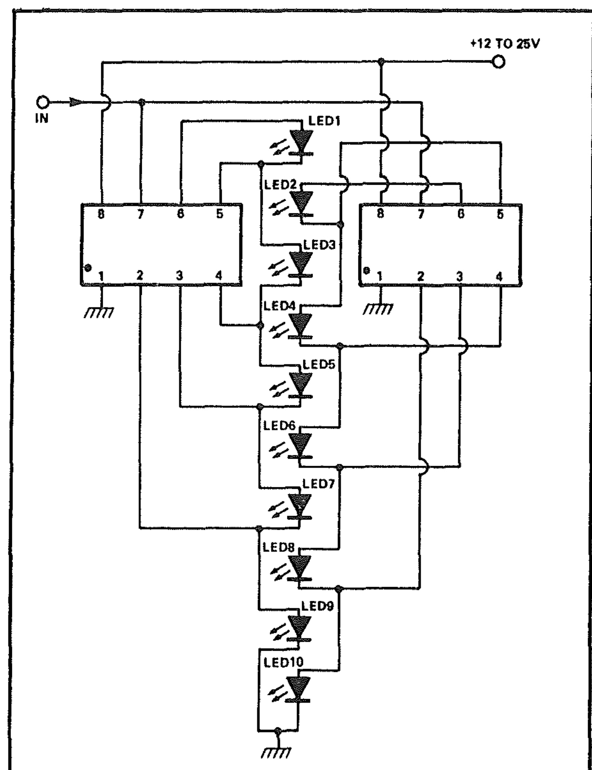
Figuur 6/6.9-9: Standaard aansluitingen en intern schema van de U 200 familie.

- U 237 + U 247: lineaire schaal, abrupte overgang;
- U 257 + U 267: logaritmische schaal, abrupte overgang;
- U 244 + U 254: lineaire schaal, vloeiende overgang.

Bij de abrupte overgang dooft de ene LED op het moment dat de volgende ontsteekt. Bij de vloeiende overgang zal de ene LED langzaam uitdoven, terwijl de volgende langzaam oplicht. De R_{lo} en R_{hi} van deze IC's zijn vast in het IC geprogrammeerd. Men kan het bereik dus alleen maar wijzigen door in te werken op de te meten ingangsspanning (bijvoorbeeld spanningsdeler).

	D1	D2	D3	D4	D5
U237B	0·2V	0·4V	0·6V	0·8V	1·0V
U247B	0·1V	0·3V	0·5V	0·7V	0·9V
U257B	0·18V(−15dBV)	0·50V(−6dBV)	0·84V(−1½dBV)	1·19V(+1½dBV)	2·0V(+6dBV)
U267B	0·10V(−20dBV)	0·32V(−10dBV)	0·71V(−3dBV)	1·0V(0dBV)	1·41V(+3dBV)
U244B	0·2–0·28V	0·38–0·46V	0·56–0·64V	0·74–0·82V	0·92–1·0V
U254B	0·11–0·19V	0·29–0·37V	0·47–0·55V	0·65–0·73V	0·83–0·91V

Figuur 6/6.9-10: Overzicht van de drempelspanningen van alle U 200 IC's.

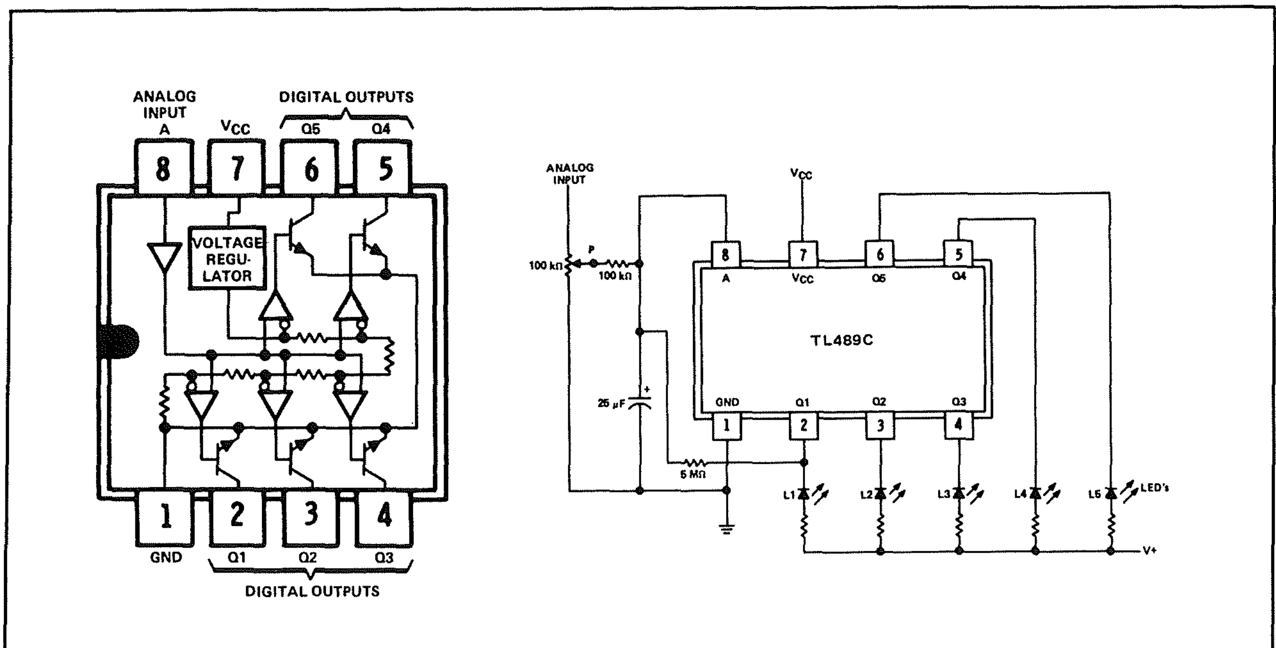


Figuur 6/6.9-11: Door de in elkaar passende drempels kan men de schaal-resolutie verdubbelen door het cascaderen van twee IC's.

- schema + aansluitgegevens: figuur 6/6.9-9
- drempelspanningen: figuur 6/6.9-10
- max. voedingsspanning: 25 V
- min. voedingsspanning: 12 V
- constante LED-stroom: 20 mA
- ingangsweerstand (pen 7): 40 MΩ
- max. tolerantie op drempels: 30 mV
- basisschema voor uitbreiding tot LED's: figuur 6/6.9-11 linker IC: U 247, U 254 of U 267, corresponderend rechter IC: U 237, U 244, U 257

5 LED besturing TL 487/TL 489

Logaritmische (TL 487) of lineaire (TL 489) parallelle besturing van 5 LED's, met vaste drempels, maar instelbare uitgangsstroom.



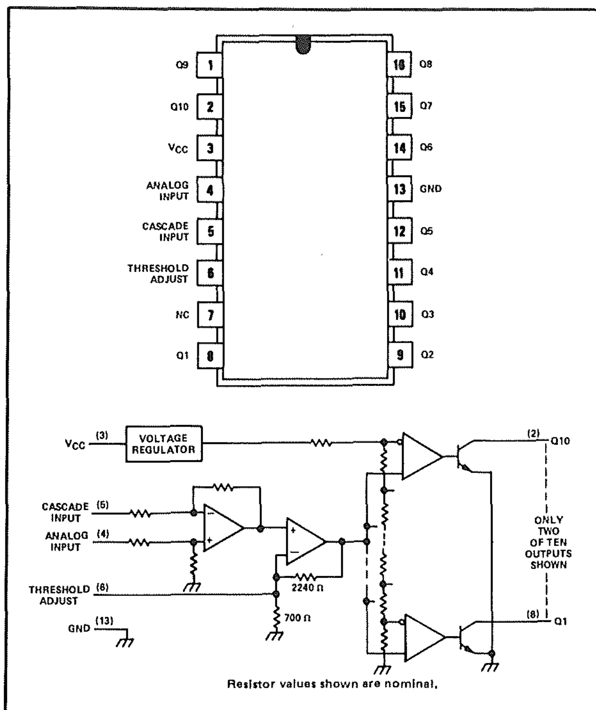
Figuur 6/6.9-12: De TL 487/TL 489 schakelingen.

- schema + aansluitgegevens: figuur 6/6.9-12
(het RC-netwerk 5 MΩ + 25 µF tussen uitgang 2 en de ingang is niet noodzakelijk, maar zal er voor zorgen dat de eerste LED gaat knipperen als de ingangsspanning op punt P kleiner is dan 200 mV)

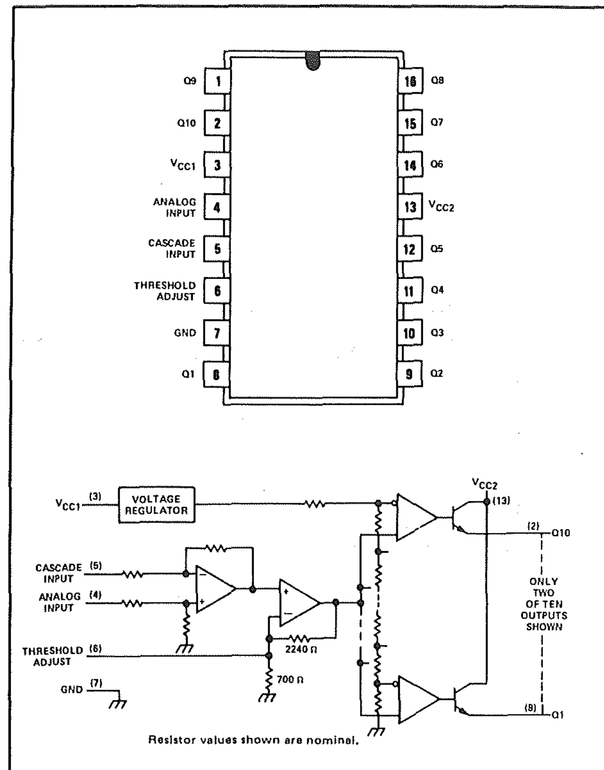
- maximale voedingsspanning: 18 V
- minimale voedingsspanning: 10 V
- max. uitgangsstroom: 40 mA
- drempels: 200, 400, 600, 800 en 1000 mV bij TL 489
  266, 375, 530, 749 en 1058 mV bij TL 487, hetgeen overeenkomt met 3 dB stappen
- ingangsimpedantie: 100 kΩ
- uitlezing: bar graph
- uitgang ook geschikt voor het rechtstreeks sturen van relais

10 LED besturing TL 490/TL 491

Twee in grote lijnen identieke IC's, geschikt voor het parallel aansturen van 10 LED's met bar graph uitlezing. Het enige verschil is dat bij de TL 490 de LED's naar de voedingsspanning moeten worden geschakeld en bij de TL 491 naar de massa. In beide gevallen zijn stroombegrenzende voorschakelweerstanden noodzakelijk.



Figuur 6/6.9-13: TL 490 met gemeenschappelijke anode LED's.



Figuur 6/6.9-14: De TL 491 met extra voedingsspanning.

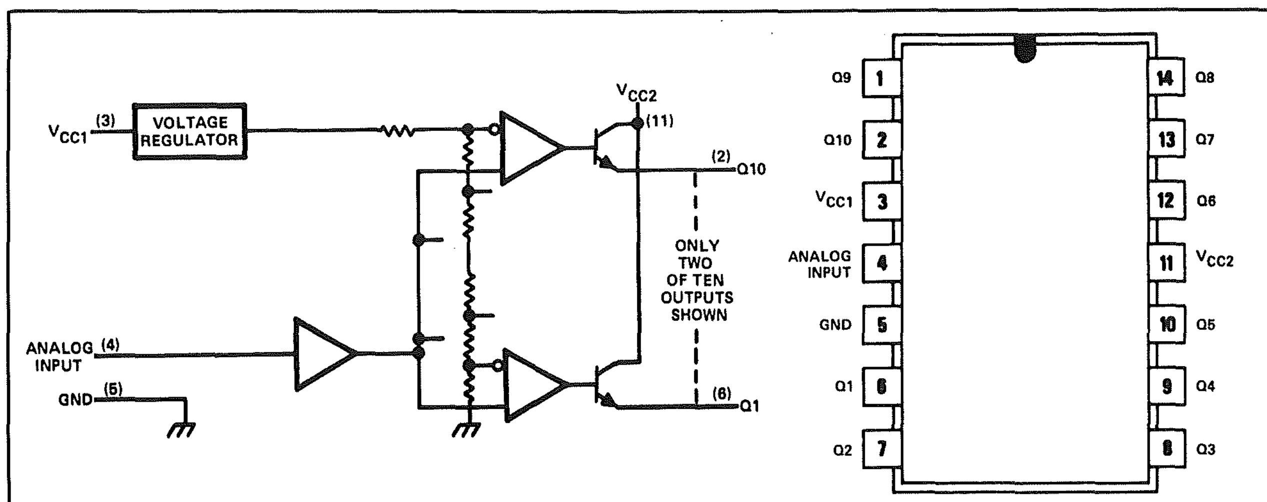
De ΔU bedraagt 200 mV, het meetbereik gaat dus tot 2 V. De drempel is echter tussen 200 en 100 mV in te stellen door een weerstand tussen de massa en de threshold adjust ingang op te nemen.

Er is een cascade-ingang aanwezig, bij enkelvoudig gebruik moet deze met de massa verbonden worden.

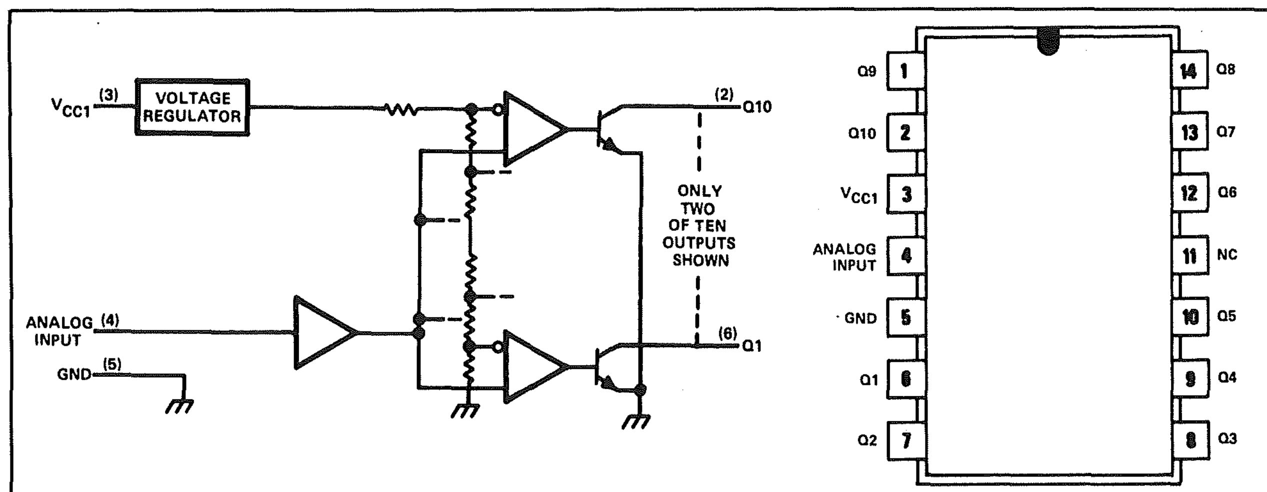
- schema + aansluitgegevens:	TL 490 figuur 6/6.9-13
	TL 491 figuur 6/6.9-14
- max. voedingsspanning:	20 V
	40 V voor V_{CC2} bij TL 491
- max. uitgangsstroom:	30 mA
- max. totaal vermogen:	2 W
- drempelspanning:	200 mV ± 75 mV
- max. ingangsstroom:	400 μA

10 LED besturing TL 480/TL 481

Bar graph uitlezing van 10 parallel op de IC's aangesloten LED's, met logaritmische uitlezing in 2 dB stappen met vast geprogrammeerde drempels.
Enig verschil: bij de TL 480 wordt de belasting naar de positieve voeding geschakeld, bij de TL 481 naar de massa.



Figuur 6/6.9-15: De TL 480.

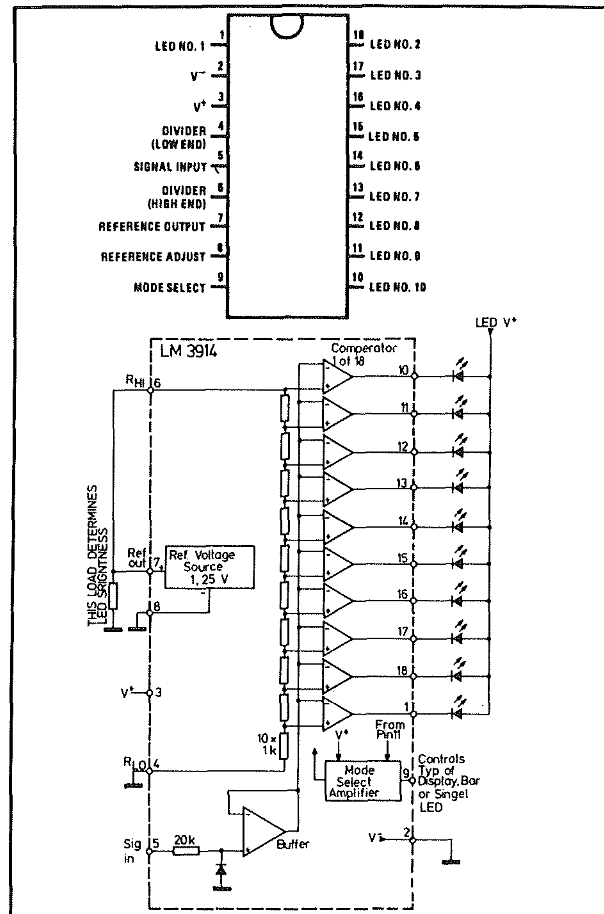


Figuur 6/6.9-16: TL 481 logaritmische LED-meter.

- schema + aansluitgegevens:	TL 480 figuur 6/6.9-15 TL 481 figuur 6/6.9-16
- max. voedingsspanning:	20 V (40 V voor V_{CC2} bij TL 481)
- max. uitgangsstroom:	30 mA
- ingangsimpedantie:	100 kΩ
- drempels:	218, 275, 346, 435, 548, 690, 868, 1093, 1376 en 1732 mV (2 dB verdeling)
- max. totaal vermogen:	2 W

10 LED besturing
LM 3914/LM 3915/LM 3916

Parallelle besturing van 10 LED's met ingebouwde stroombron, zodat de LED's zonder voorschakelweerstanden op het IC aangesloten kunnen worden. Omschakelbaar tussen dot en bar graph, instelbare R_{lo} en R_{hi}, instelbare interne referentie, cascadeerbaar. LM 3914 met lineaire schaal, LM 3915 met 3 dB/LED schaal, LM 3916 met speciale VU-schaal. Programmeerbare LED-stroom.

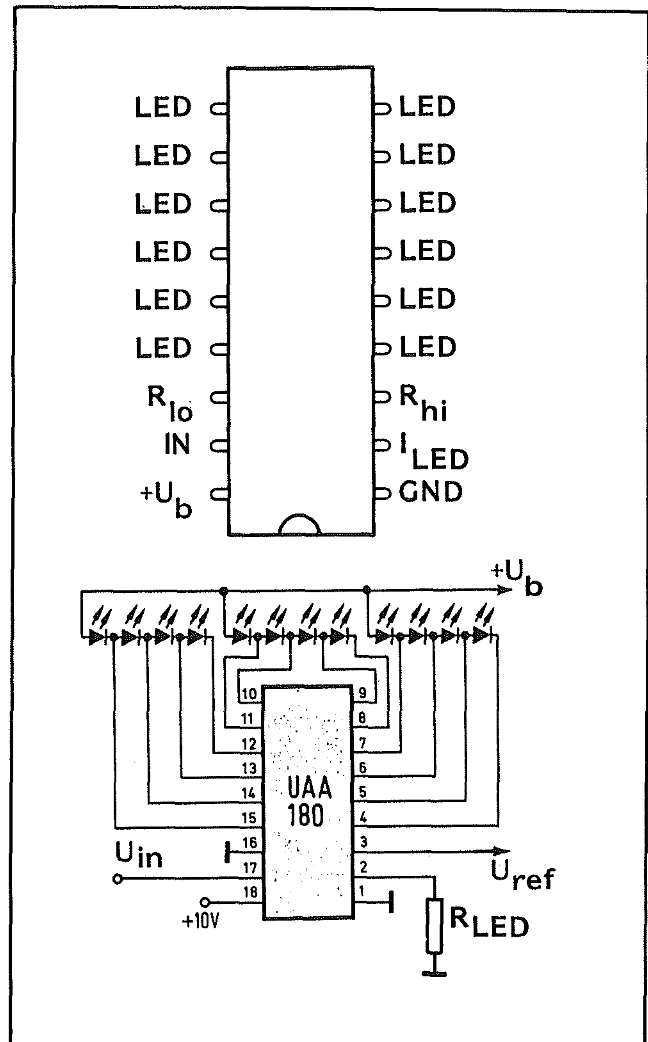


Figuur 6/6.9-17: De LM 3900 familie met lineaire, dB en VU schaal.

- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-17
- max. voedingsspanning:	25 V
- min. voedingsspanning:	3 V (!)
- interne referentie:	1,2 tot 12 V, instelbaar
- LED-stroom:	2 tot 30 mA, instelbaar
- max. ingangsspanning:	35 V
- max. ingangsstroom:	50 nA
- nauwkeurigheid:	2%
- uitlezing:	bar met pen 9 aan voeding dot met pen 9 open
- totale weerstand van de deler-keten:	10 kΩ
- LED-stroom besturing:	weerstand tussen massa en pen 7 ($i_{LED} \simeq 10 \cdot I_{weerstand}$)
- instelling referentie-spanning:	potmeter tussen massa en pen 7, loper naar pen 8
- max. R_{hi}:	voedingsspanning - 2 V

12 LED besturing UAA 180

Semi-seriële besturing (3 groepen van 4) van 12 LED's met bar graph uitlezing en lineaire schaal. Instelbare onderste en bovenste drempels, regelbare LED-stroom.

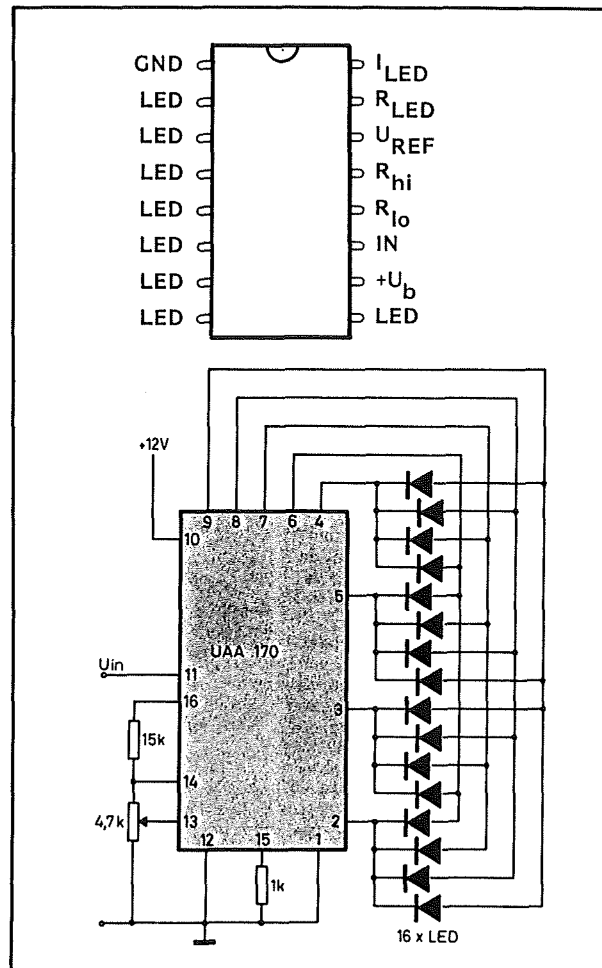


Figuur 6/6.9-18: De UAA 180 voor het aansturen van 12 LED's.

- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-18
- max. voedingsspanning:	18 V
- min. voedingsspanning:	9 V
- max. LED-stroom:	15 mA
- LED-stroom instelling:	weerstand tussen 1 en 100 kΩ tussen pen 2 en massa
- max. drempelspanning:	6 V
- max. ingangsspanning:	6 V
- max. ingangsstroom:	300 nA
- min. drempel-verschil:	200 mV

16 LED besturing UAA 170

Speciale LED-besturing, waardoor 16 LED's uit 8 aansluitingen gestuurd kunnen worden. Dot-uitlezing met lineaire schaal en instelbare minimale en maximale drempels. Regelbare stroom door de LED's en ingebouwde spanningsreferentie. Beperking van de interne vermogens-dissipatie doordat de voorschakelweerstand van de LED's extern moet worden aangebracht (tussen massa en pen 15).

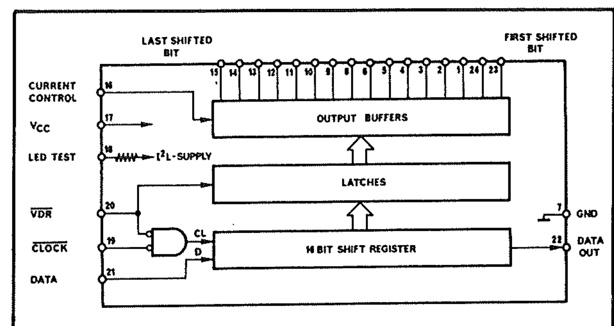


Figuur 6/6.9-19: UAA 170 voor dot-uitlezing over 16 LED's.

- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-19
- max. voedingsspanning:	18 V
- min. voedingsspanning:	9 V
- max. LED-stroom:	40 mA
- max. ingangsspanning:	6 V
- max. drempelspanning:	6 V
- min. drempel-verschil:	1,2 V (bij klein meetbereik vloeiende overgang, naarmate verschil stijgt verloopt het springen tussen de LED's abrupter)
- instelling LED-stroom:	weerstand tussen 10 en 40 kΩ tussen pennen 14 en 16
- interne referentie-spanning:	5 V

16 LED besturing UAA 2022

Een vreemde eend in deze bijt, want het enige IC uit de reeks dat serieel aangevoerde digitale gegevens zichtbaar maakt op een rij van 16 LED's. De gegevens worden aangevoerd op de DATA-ingang en op het ritme van de positieve voorflank van het CLOCK-signaal in een 16-bits schuifregister ingelezen. Bij een positieve flank op de VDR-ingang wordt de inhoud van het register overgedragen op een latch, een tussengeheugen. Deze schakeling stuurt de 16 uitgangsbuffers, die de LED's met een constante, maar programmeerbare stroom aansturen. Een logische "H" komt overeen met een brandende LED. De schakeling heeft een DATA-uitgang, waardoor het mogelijk is verschillende IC's in cascade te schakelen.

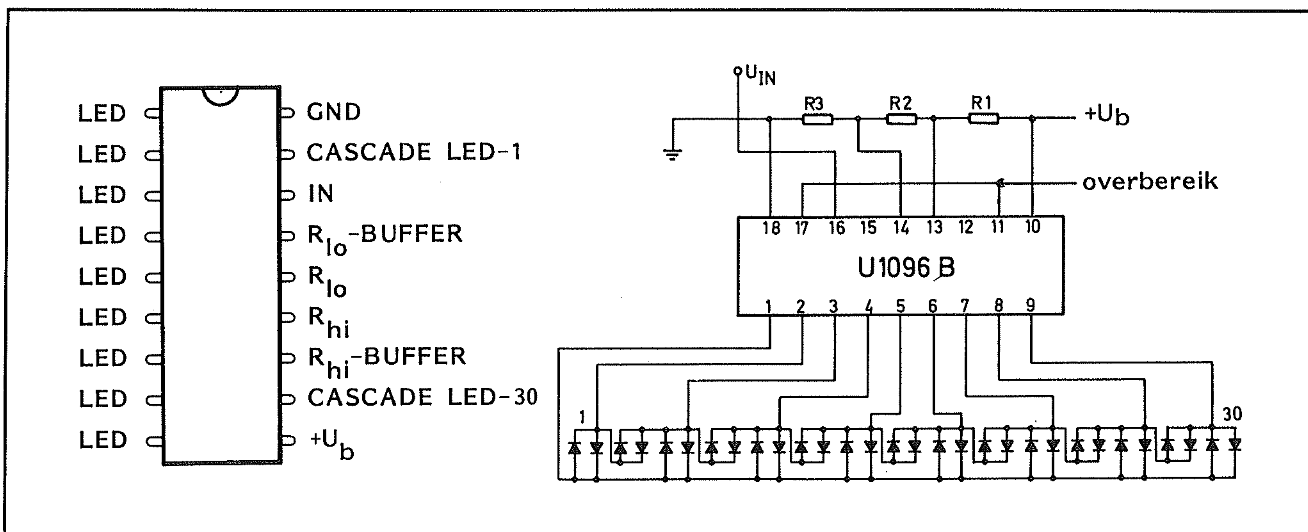


Figuur 6/6.9-20: De digitale LED-driver zet de binaire toestand van 16 seriële data-bits op een LED-rij.

- aansluitgegevens: figuur 6/6.9-20
- max. voedingsspanning: 5,5 V
- logische niveaus: TTL
- max. LED-stroom: 13 mA
- LED-stroom instelling: 0 tot 2 V op pen 16
- LED-test: "L" op LED-TEST ingang
- LED-schakeling: gemeenschappelijke anode naar +5 V

30 LED besturing U 1096 B

Dot-uitlezing van 30 LED's met slechts negen verbindingen tussen LED's en IC, waarbij de LED's onderling zo zijn doorverbonden dat de schakeling zeer eenvoudig op een enkelzijdige print zonder draadbruggen gerealiseerd kan worden.
Ingebouwde stroombron, geen voorschakelweerstanden noodzakelijk. Onderste en bovenste drempel binnen ruime grenzen instelbaar, drempelspanningen gebufferd uitgevoerd voor gebruik als drempel voor volgend IC bij cascadering. Donker-sturing van eerste en laatste LED voor vloeiende overgang bij cascade-schakeling. Door bij enkel gebruik op de cascade-ingangen een 1 Hz blokspanning te zetten gaan LED-1 en LED-30 knipperen bij onder- of oversturing van het meetbereik. Bij normaal gebruik moeten deze ingangen met de +Ub verbonden worden.



Figuur 6/6.9-21: De tot nu toe meest uitgebreide LED-schaal met één IC, de U 1096 B van Telefunken.

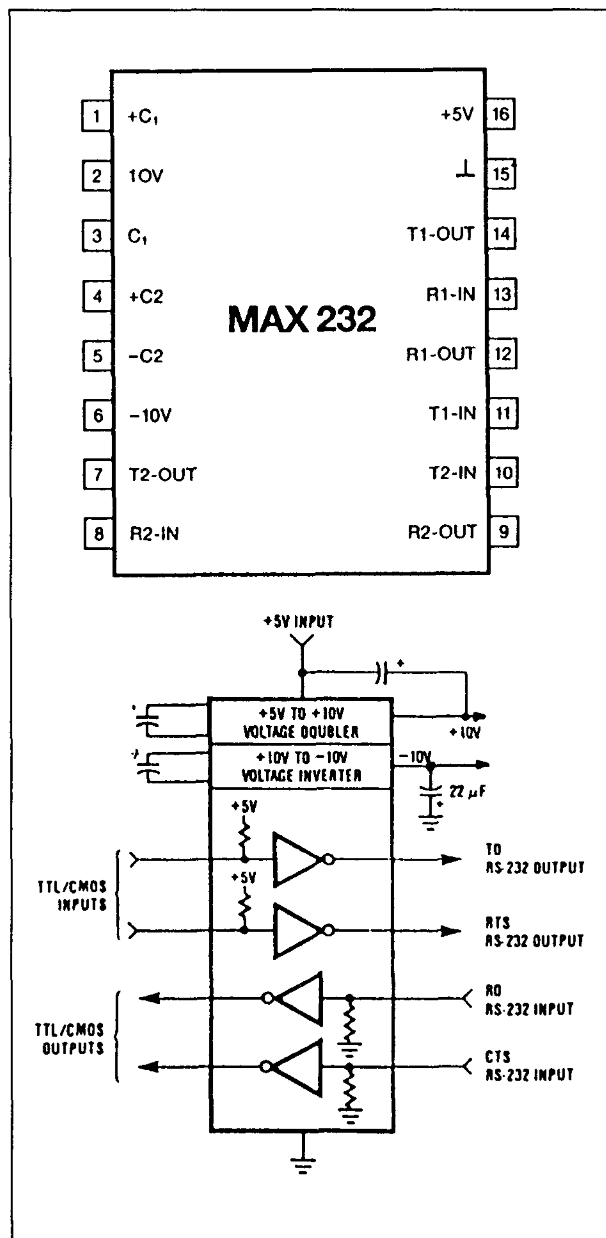
- schema + aansluitgegevens:	figuur 6/6.9-21
- max. voedingsspanning:	16 V
- min. voedingsspanning:	8 V
- max. LED-stroom:	20 mA
- bereik R_{lo}:	0 tot $+U_b$ - 1 V
- bereik R_{hi}:	3 V tot $+U_b$ - 1 V
- min. drempel-verschil:	3 V
- tolerantie op de ΔU's:	±30 mV
- maximale gevoeligheid:	100 mV/LED

6/6.11

Line-drivers en -receivers

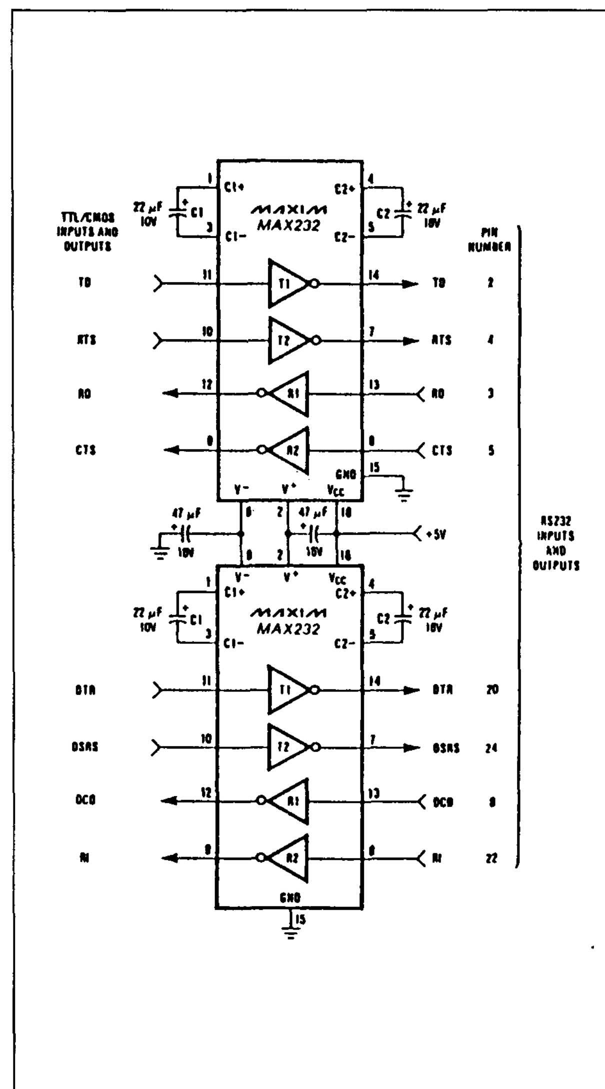
Inhoud

6.11.1 RS-232 drivers en receivers



Figuur 6/6.11.1-9: Aansluitgegevens en intern blokschema van de MAX 232.

In figuur 6/6.11.1-10 is een TTL- naar RS- en RS- naar TTL- omzetter getekend. Deze levert en verwerkt de acht belangrijkste RS-232 signalen, namelijk TD, RTS, RD, CTS, DTR, DSRS, DCD en RI. Naast twee exemplaren van de MAX 232 heeft men slechts vier kleine elektrolytische condensatoren nodig! De linker signalen komen/gaan van/naar een TTL-schakeling, de rechter signalen kunnen rechtstreeks een RS-232 connector aansturen.

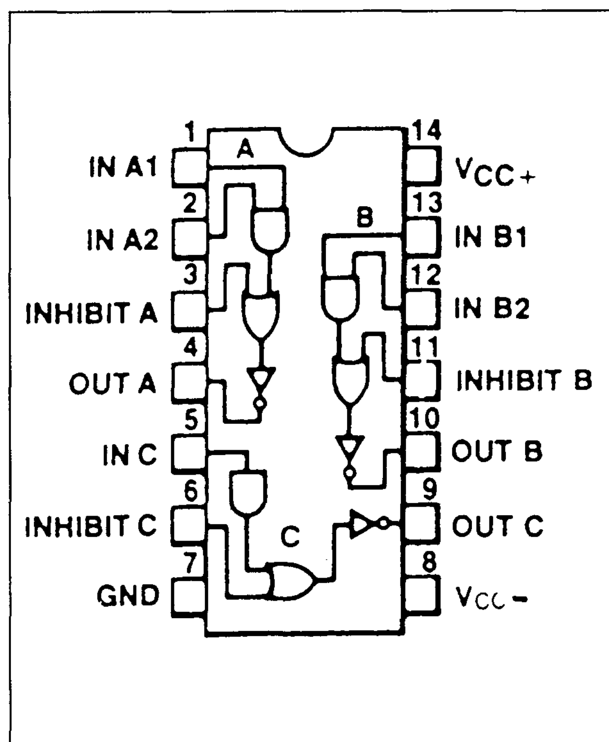


Figuur 6/6.11.1-10: Een voorbeeldschakeling met twee MAX 232 IC's.

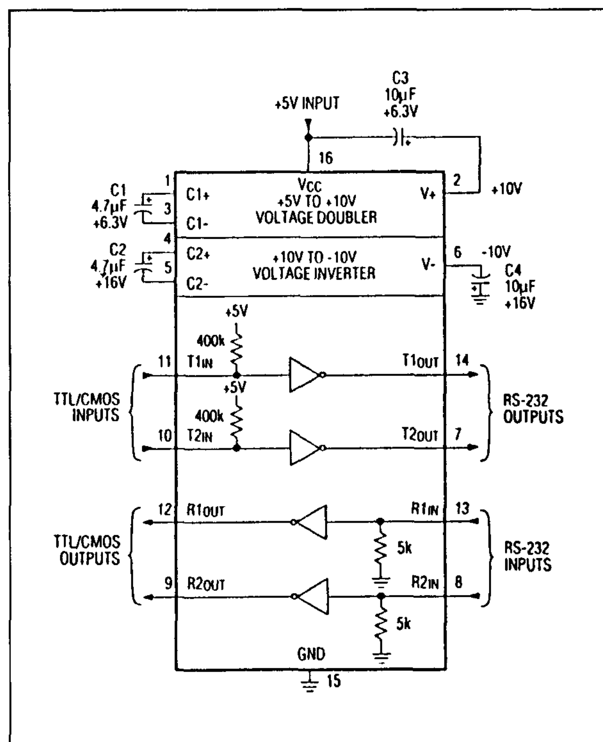
Type-overzicht

Op de volgende pagina's wordt een overzicht gegeven van alle overige RS-232 drivers en receivers, zonder evenwel in te gaan op de details van hun werking.

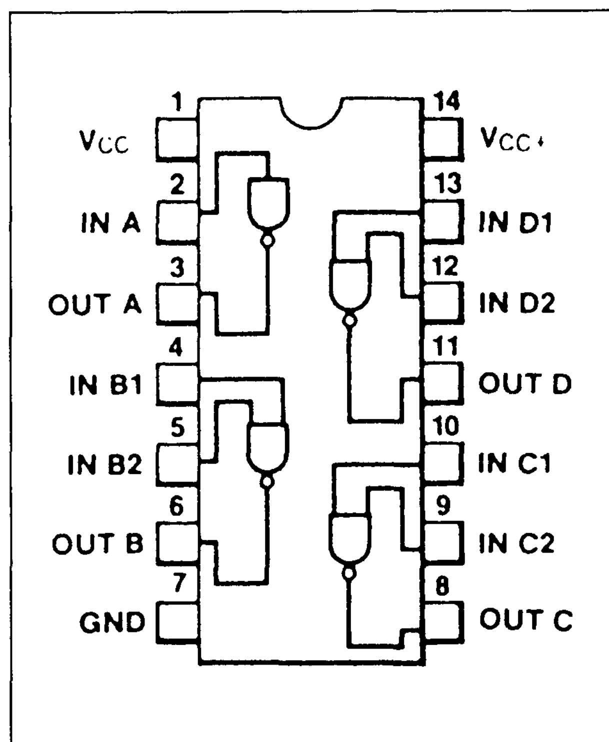
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



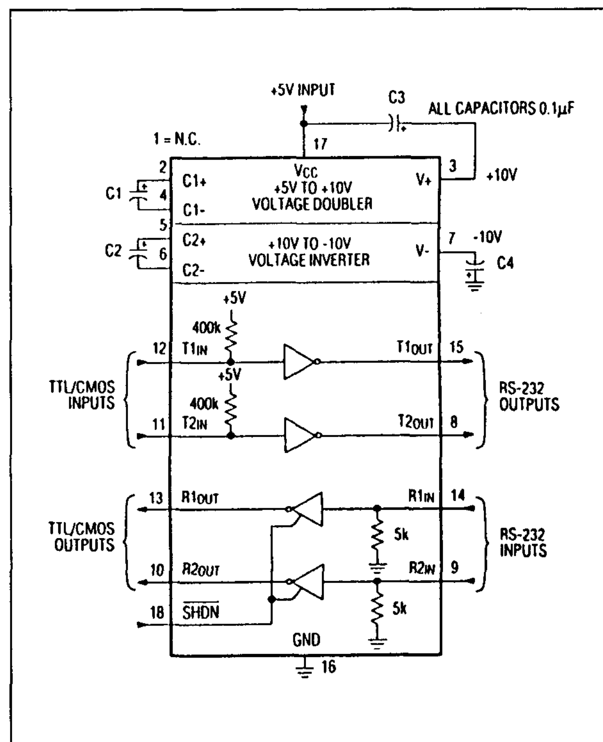
µA 9616 3xdriver



MAX 220 2xdriver,2xreceiver

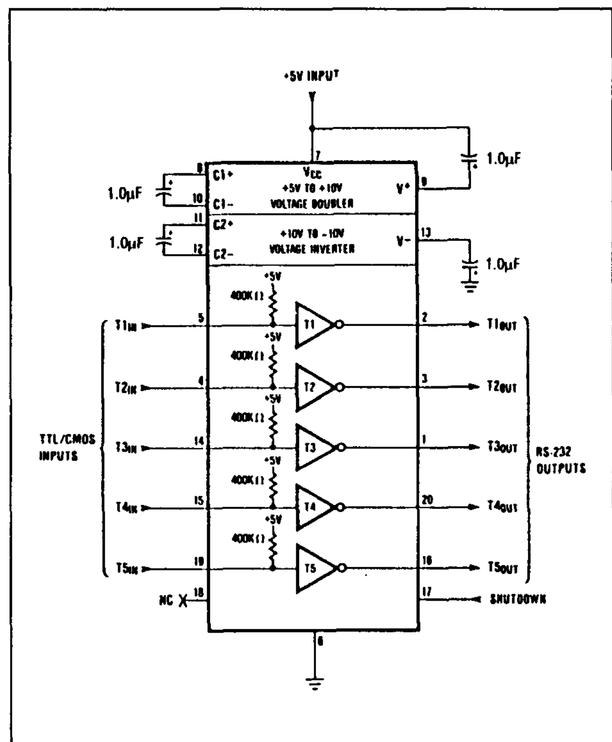


µA 1488 4xreceiver

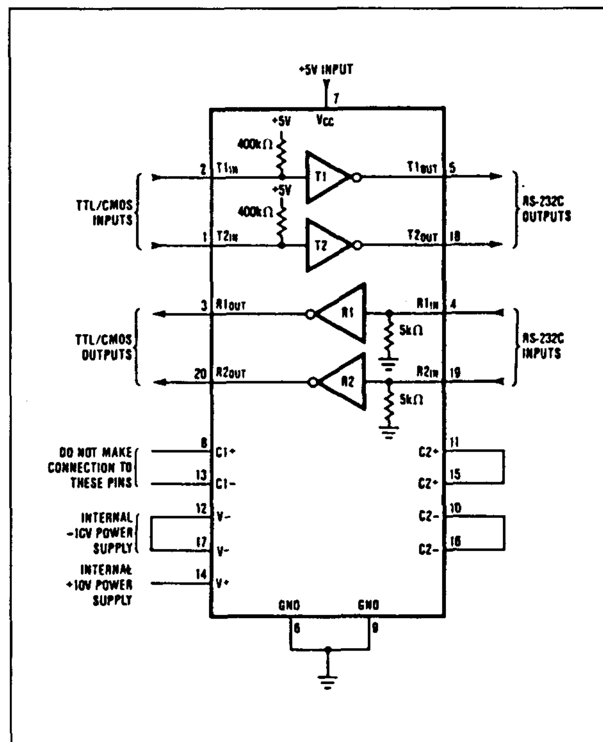


MAX 222 2xdriver,2xreceiver

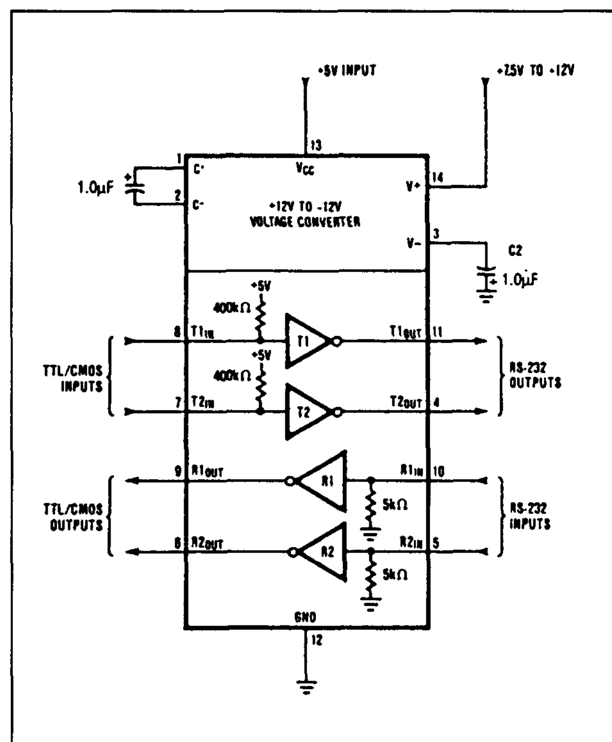
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



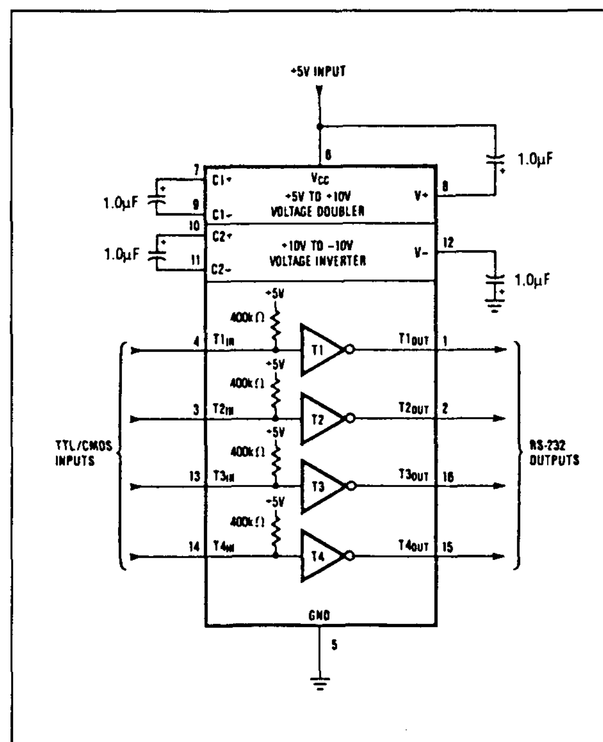
MAX 230 5xdriver



MAX 233 2xdriver,2xreceiver

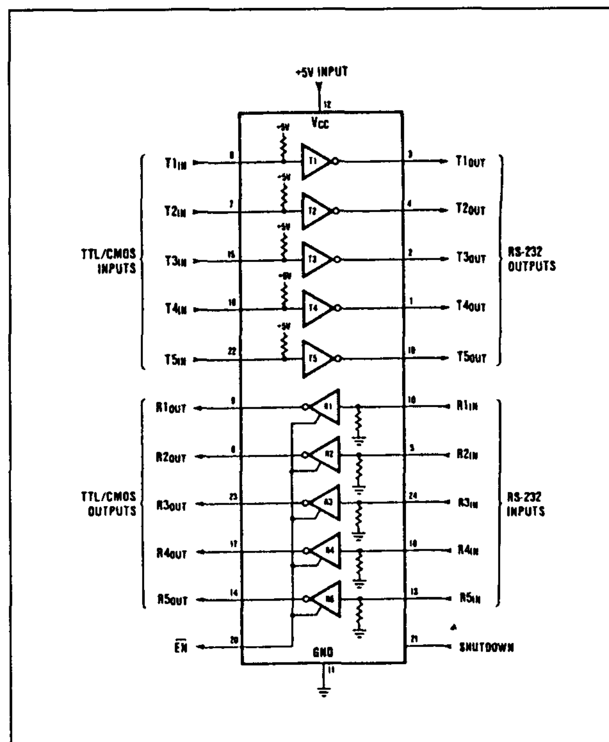


MAX 231 2xdriver,2xreceiver

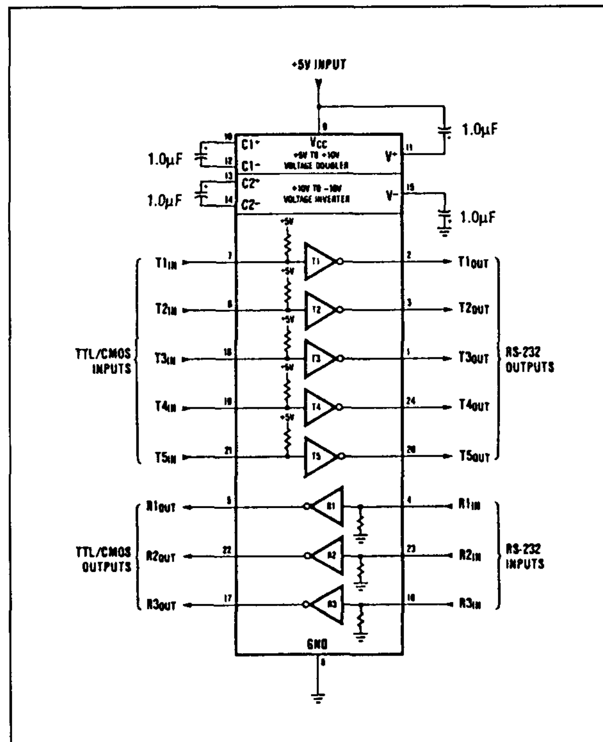


MAX 234 4xdriver

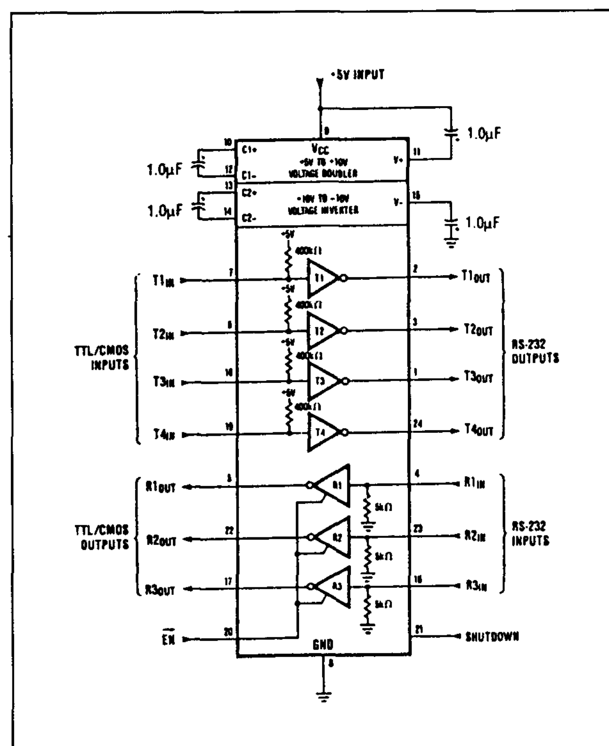
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



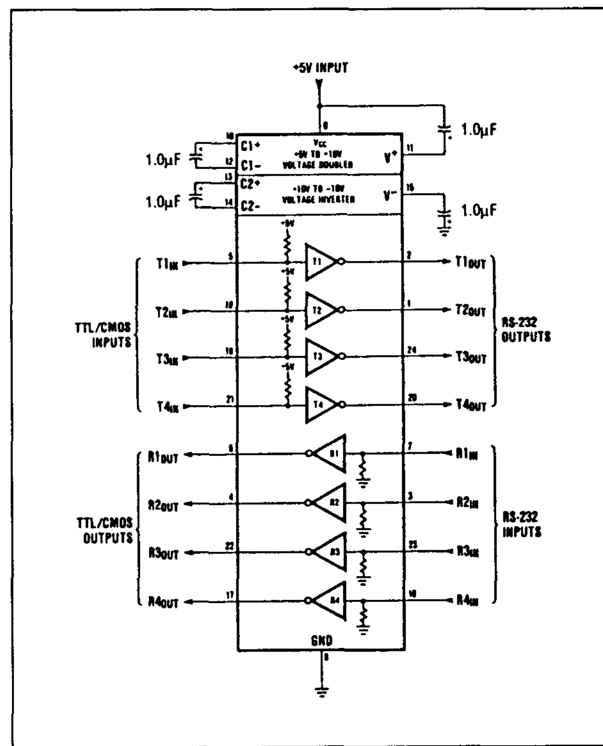
MAX 235 5xdriver,5xreceiver



MAX 237 5xdriver,3xreceiver

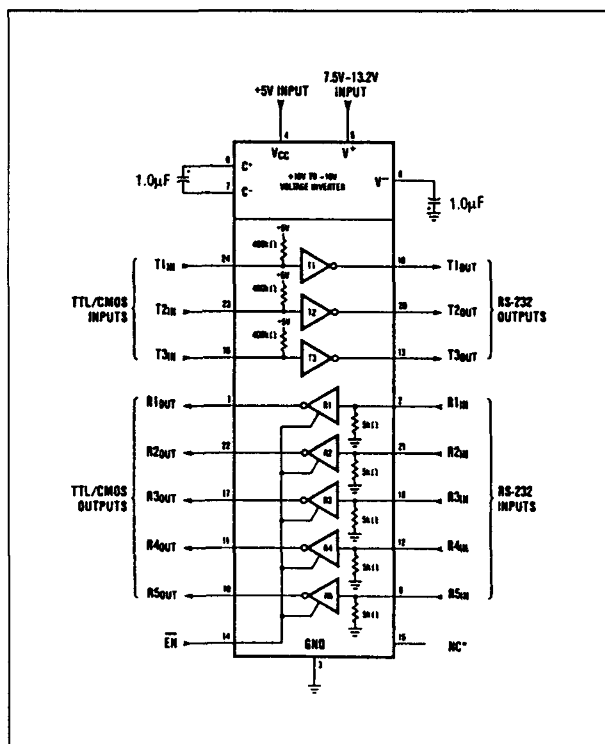


MAX 236 4xdriver,3xreceiver

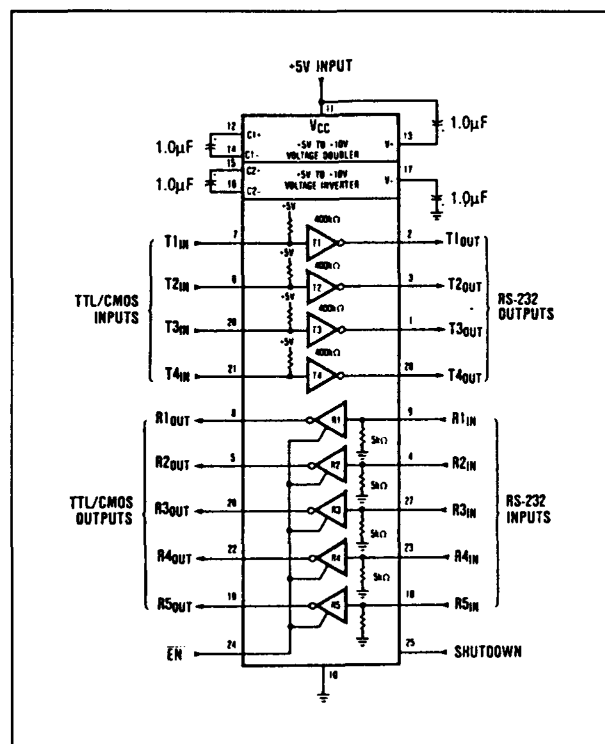


MAX 238 4xdriver,4xreceiver

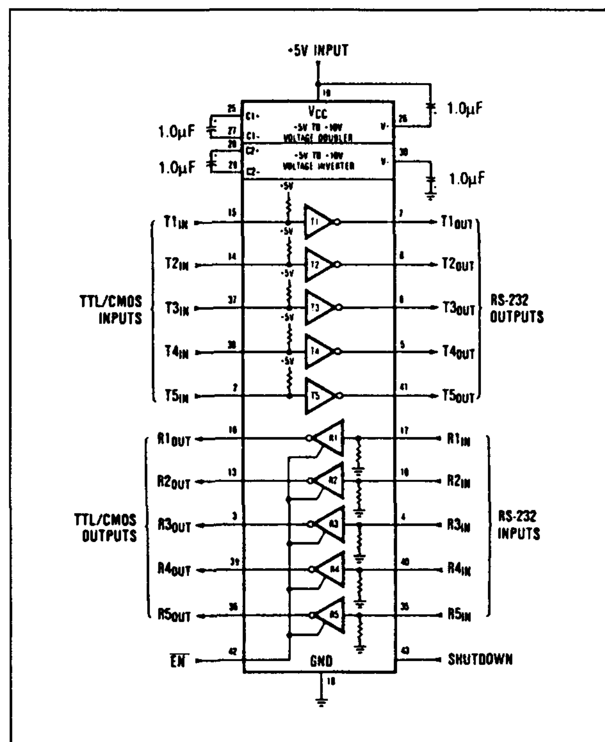
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



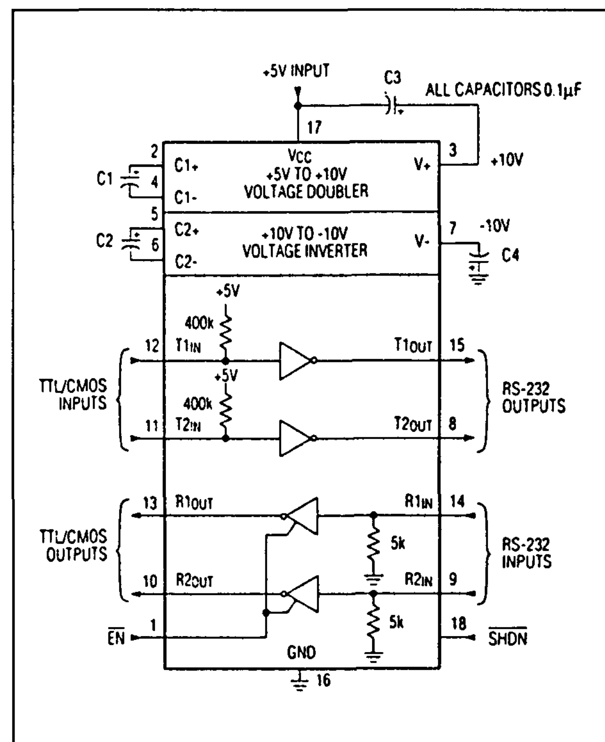
MAX 239 3xdriver,5xreceiver



MAX 241 4xdriver,5xreceiver

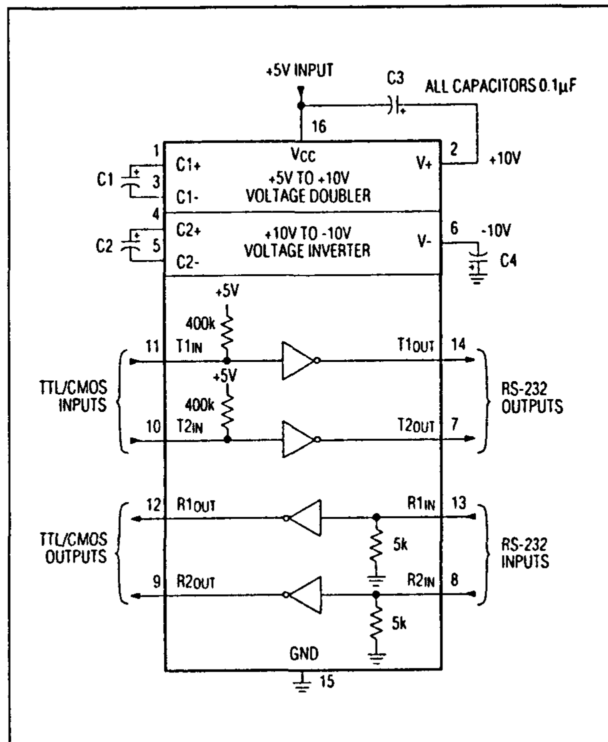


MAX 240 5xdriver,5xreceiver

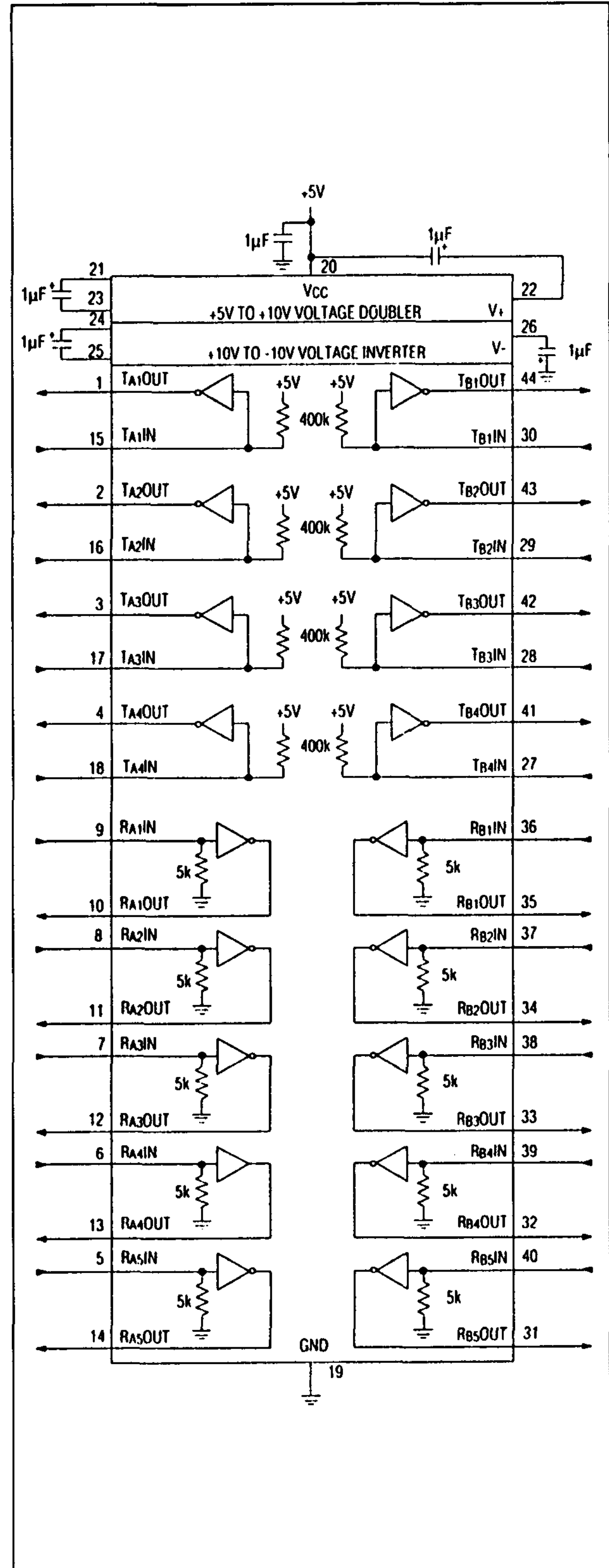


MAX 242 2xdriver,2xreceiver

6.11.1 RS-232 drivers en receivers

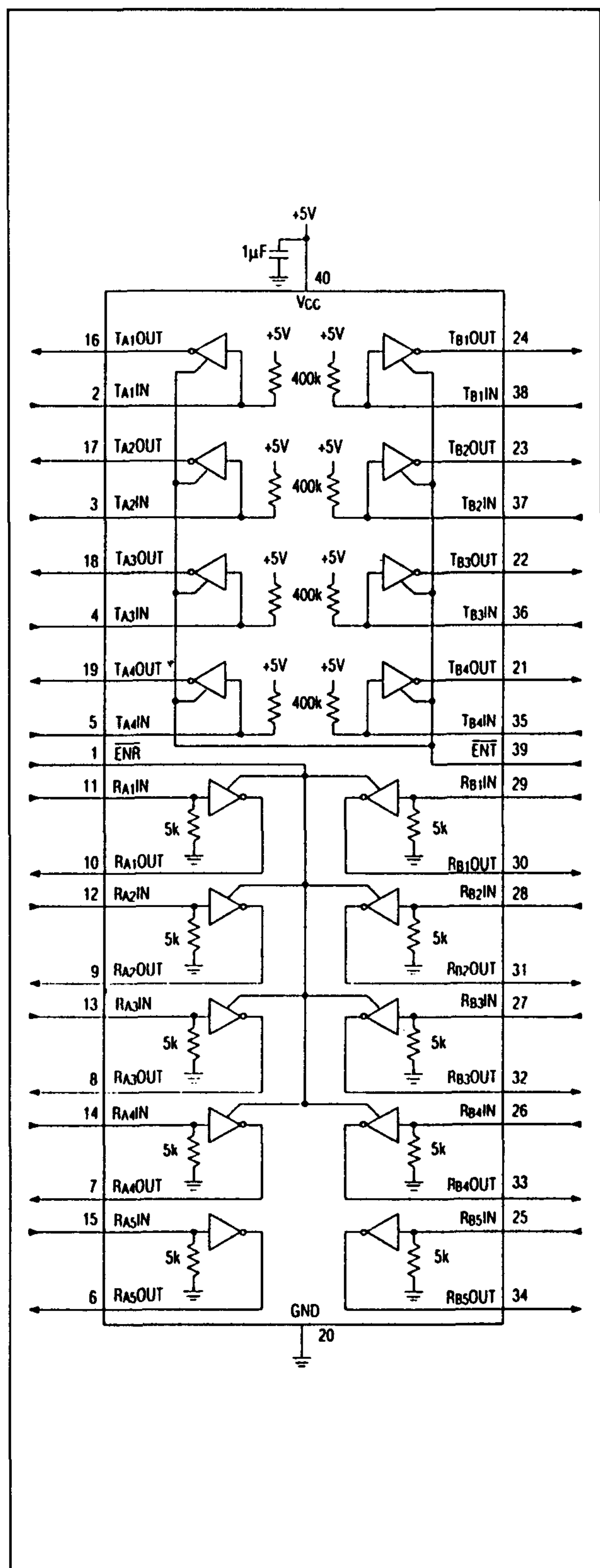


MAX 243 2xdriver,2xreceiver

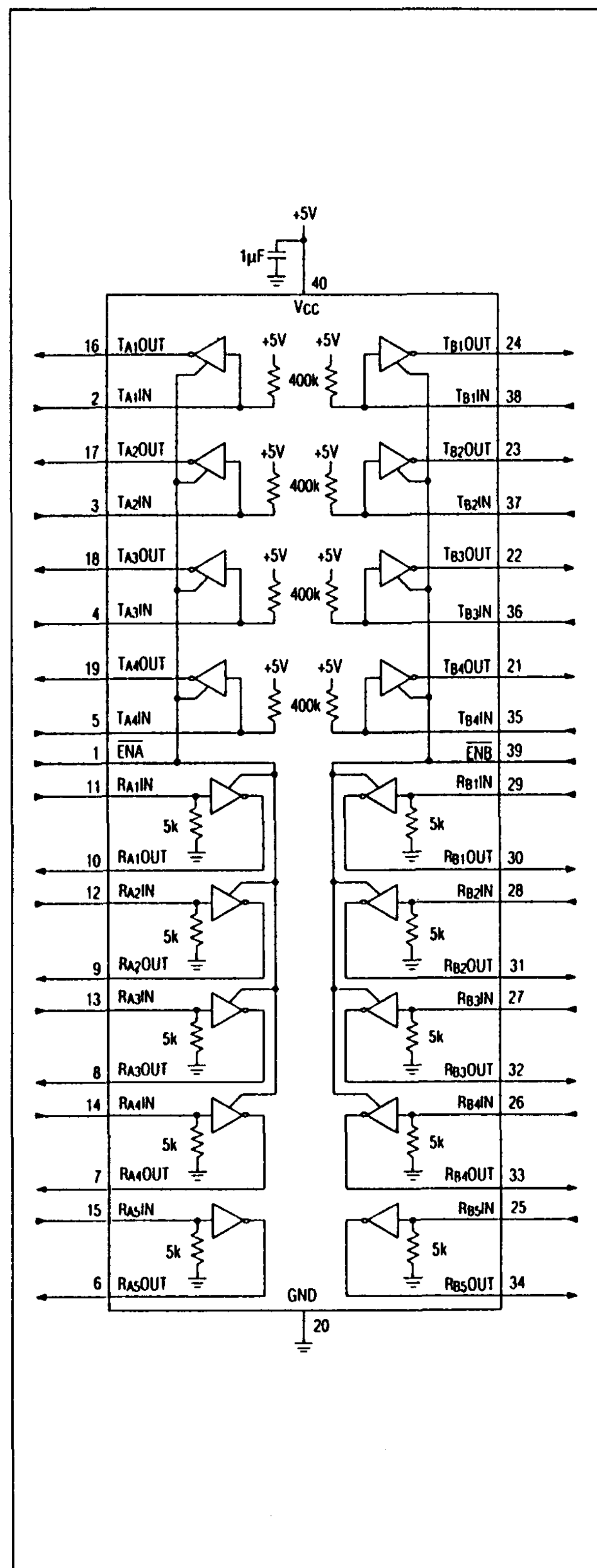


MAX 244 8xdriver,10xreceiver

6.11.1 RS-232 drivers en receivers

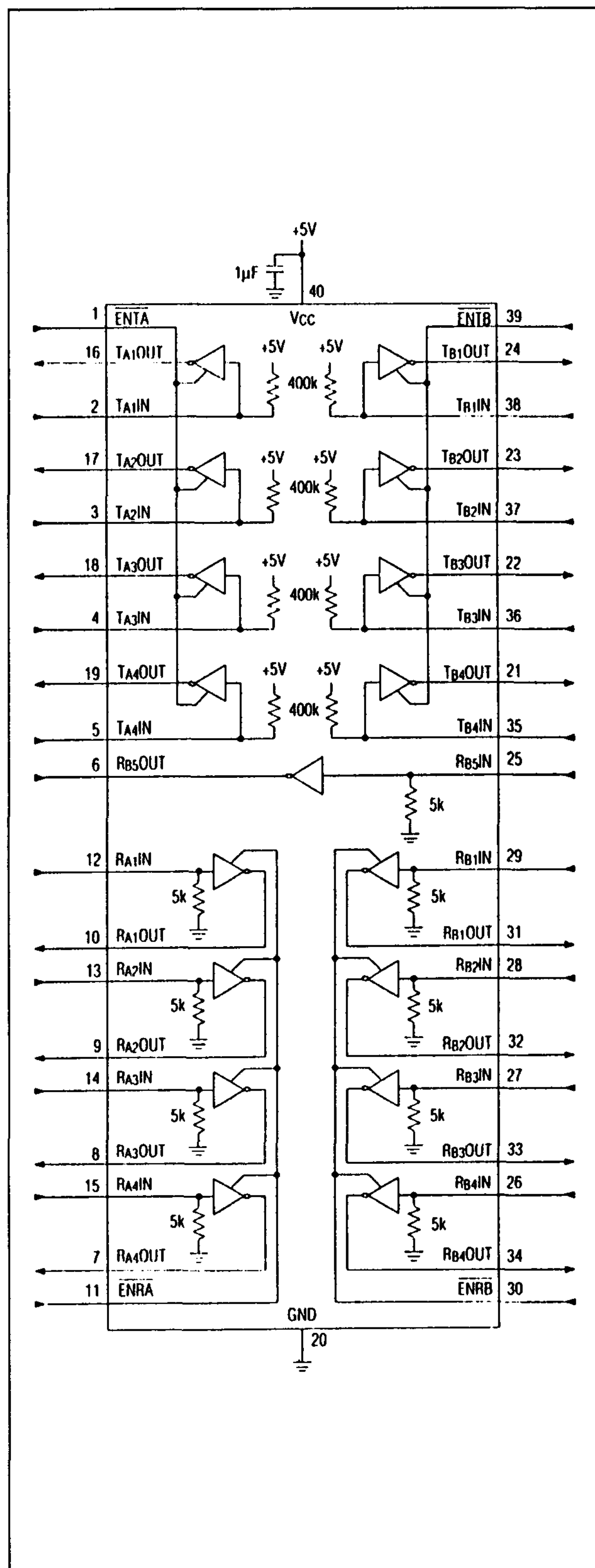


MAX 245 8xdriver,10xreceiver

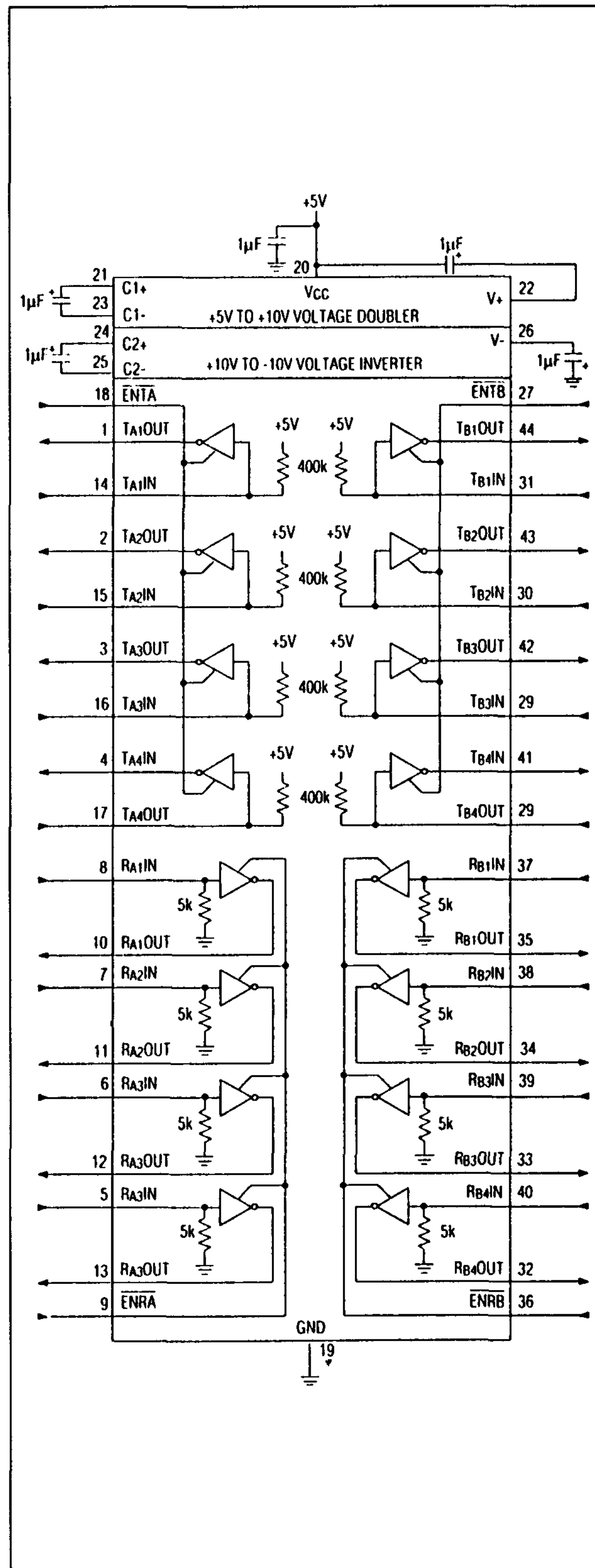


MAX 246 8xdriver,10xreceiver

6.11.1 RS-232 drivers en receivers

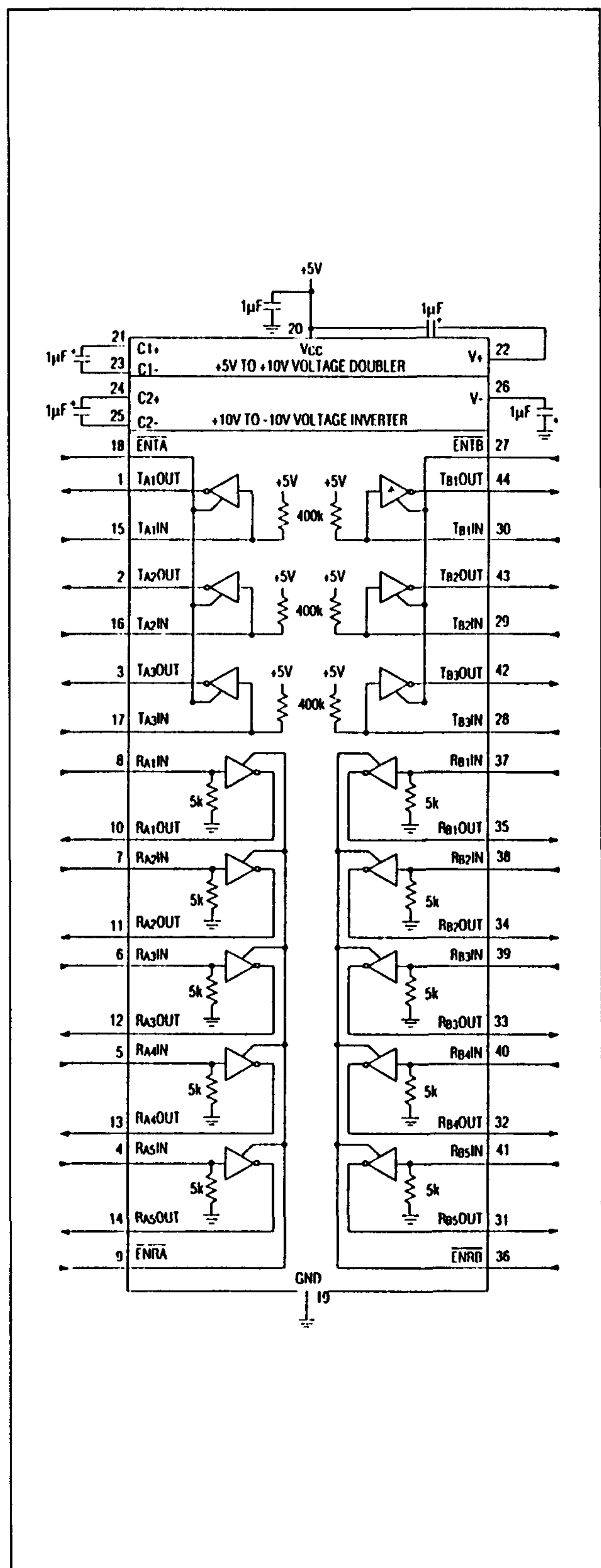


MAX 247 8xdriver,9xreceiver

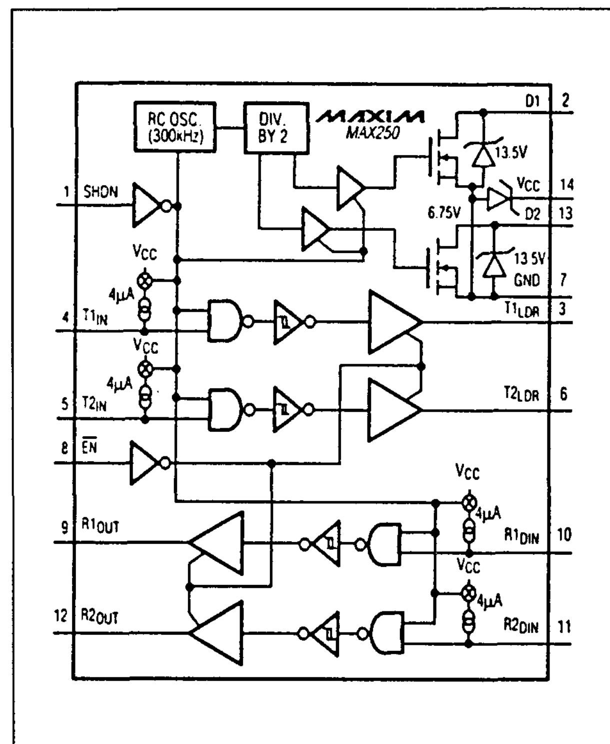


MAX 248 8xdriver,8xreceiver

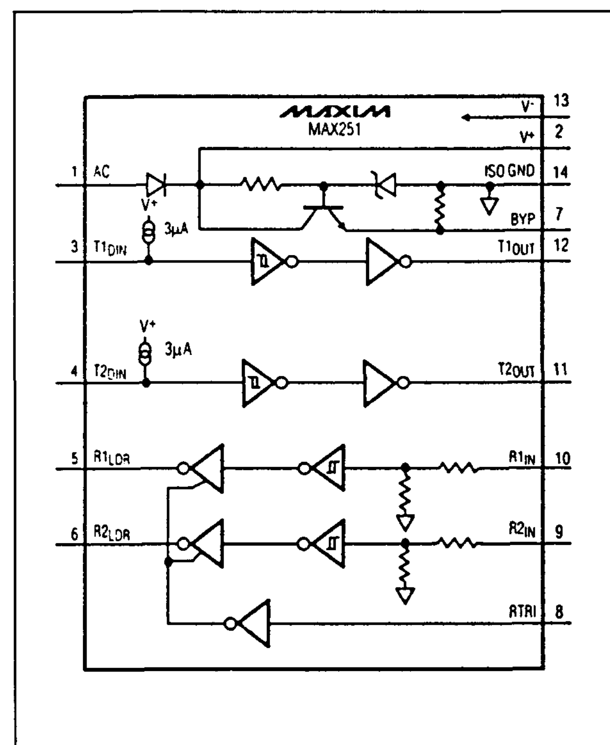
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



MAX 249 6xdriver,10xreceiver

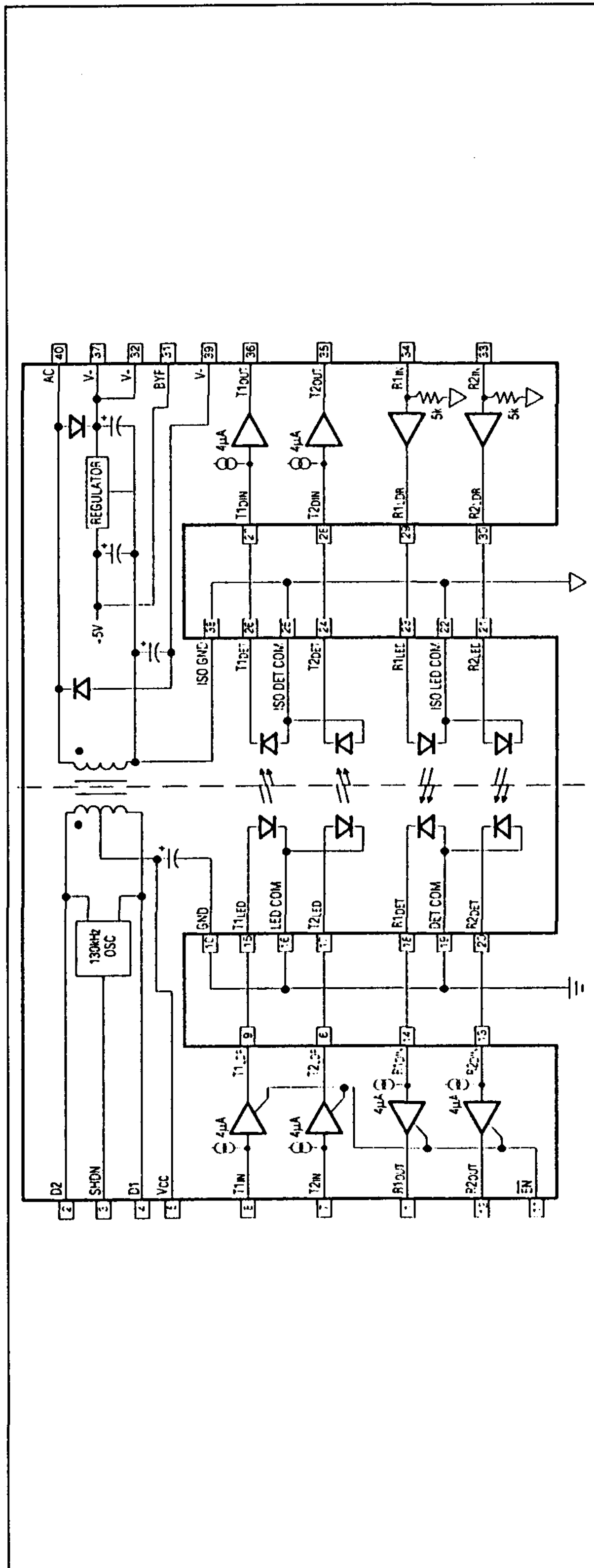


MAX 250 2xdriver

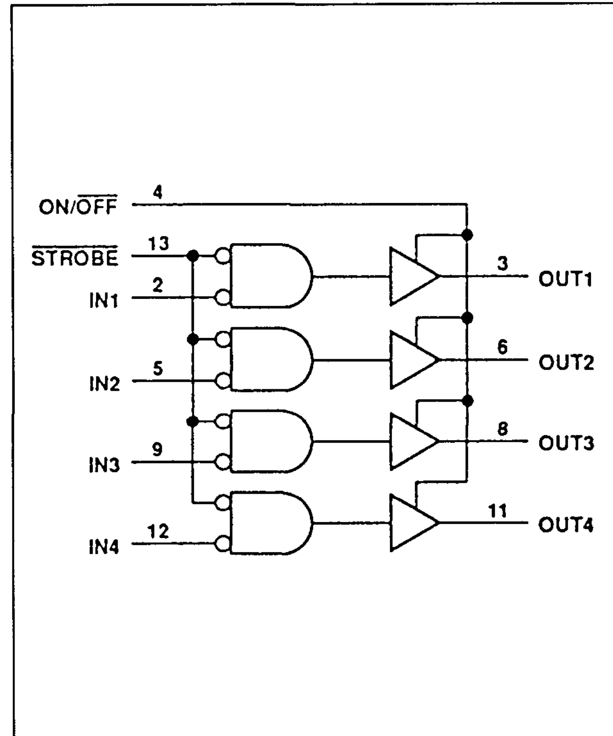


MAX 251 2xreceiver

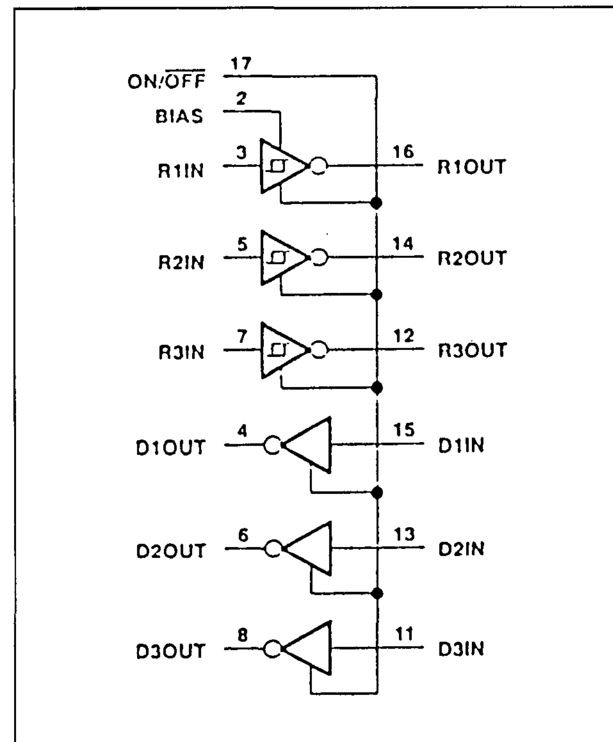
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



MAX 252 2xdriver,2xreceiver

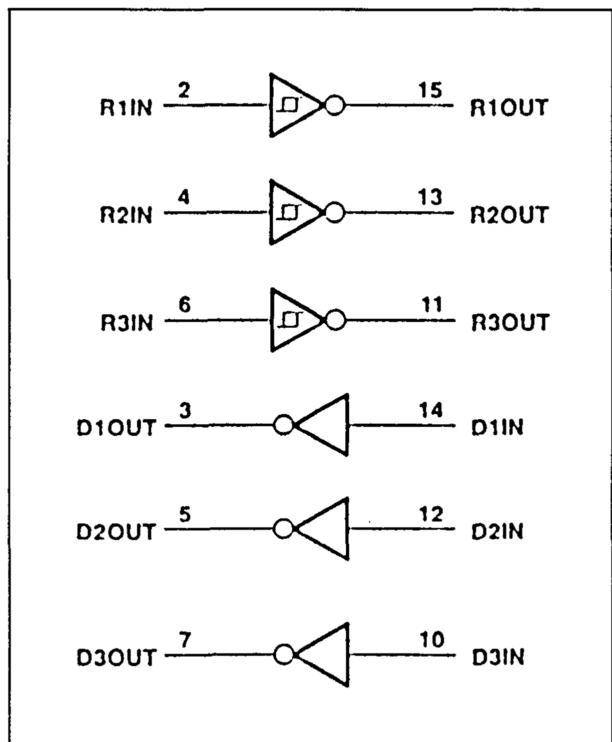


LT 1030 4xdriver

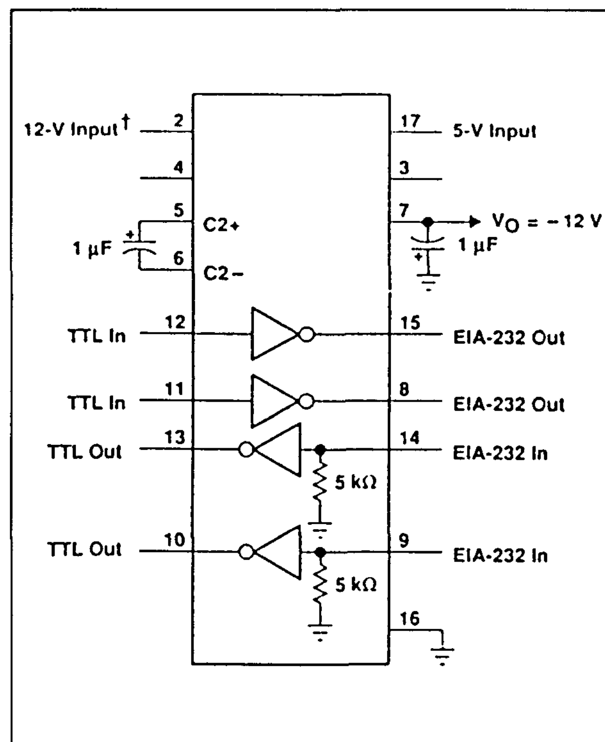


LT 1039 3xdriver,3xreceiver

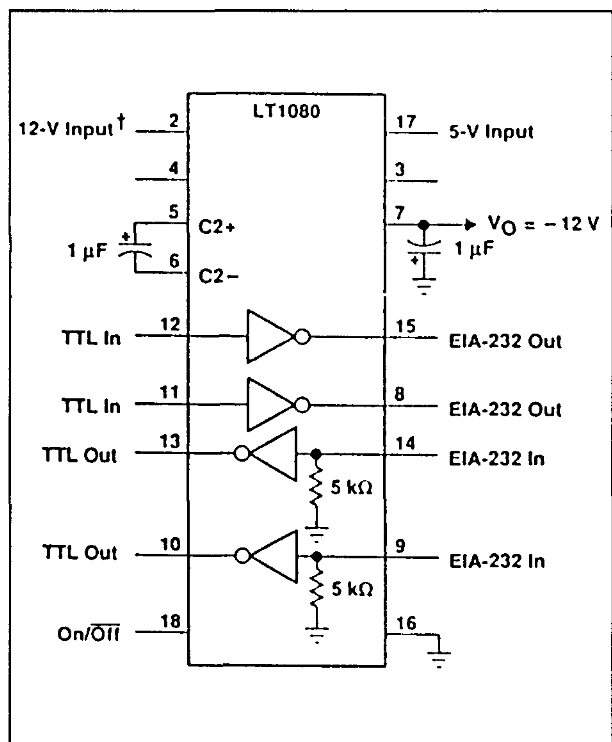
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



LT 1039-16 3xdriver,3xreceiver

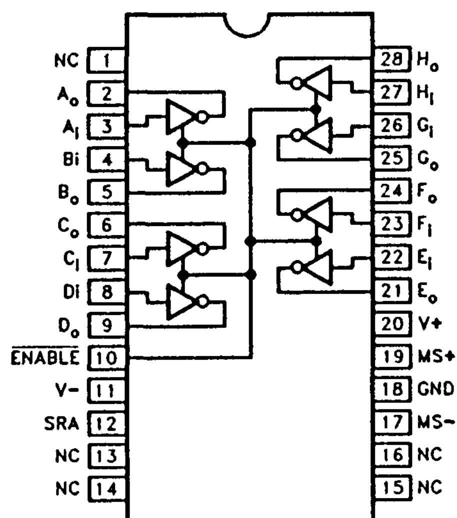


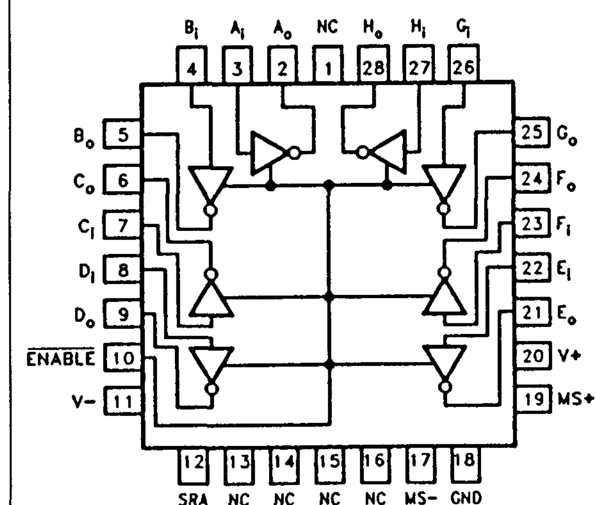
LT 1081 2xdriver,2xreceiver



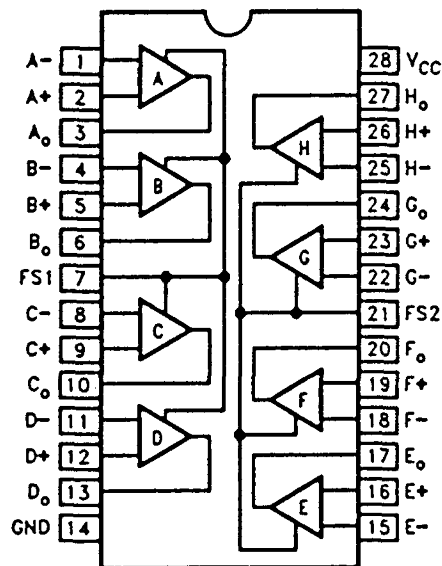
LT 1080 2xdriver,2xreceiver

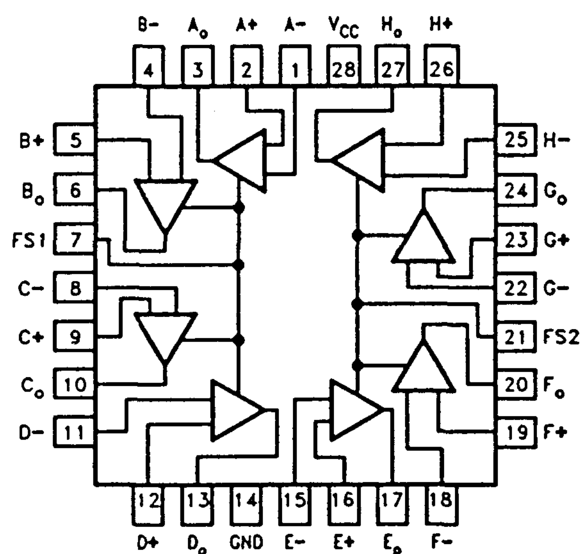
6.11.1 RS-232 drivers en receivers





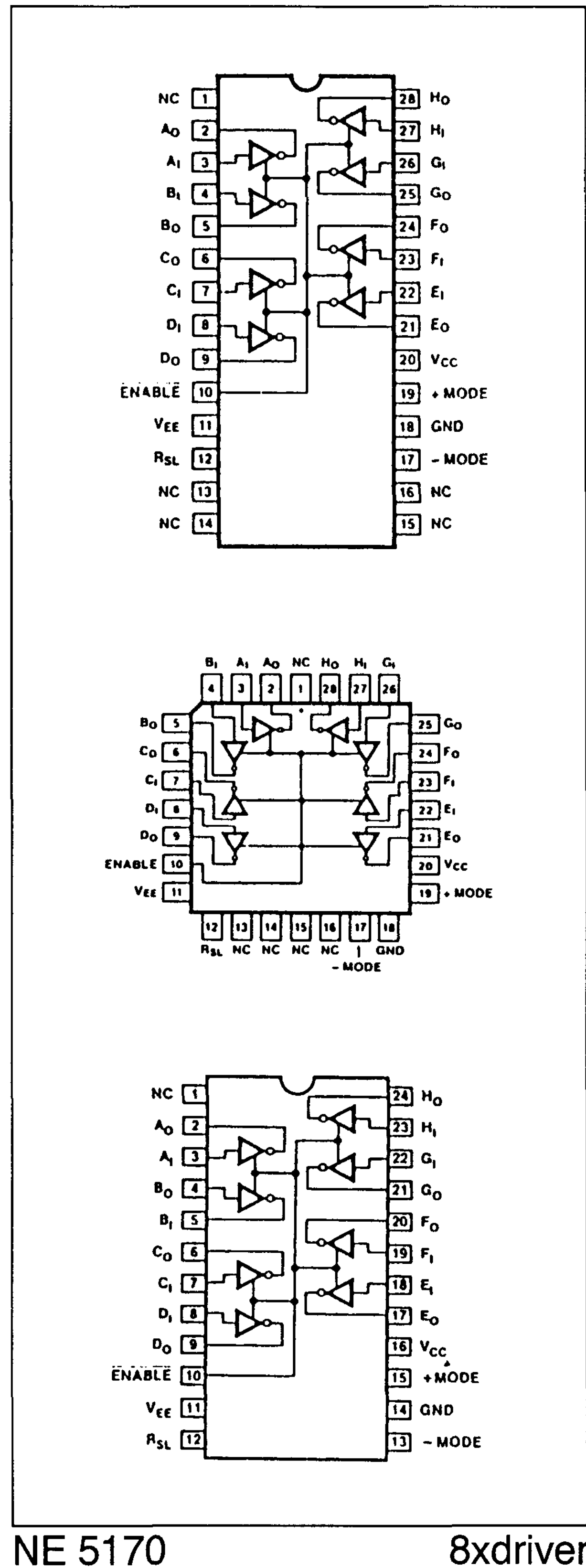
UC 5170C 8xdriver



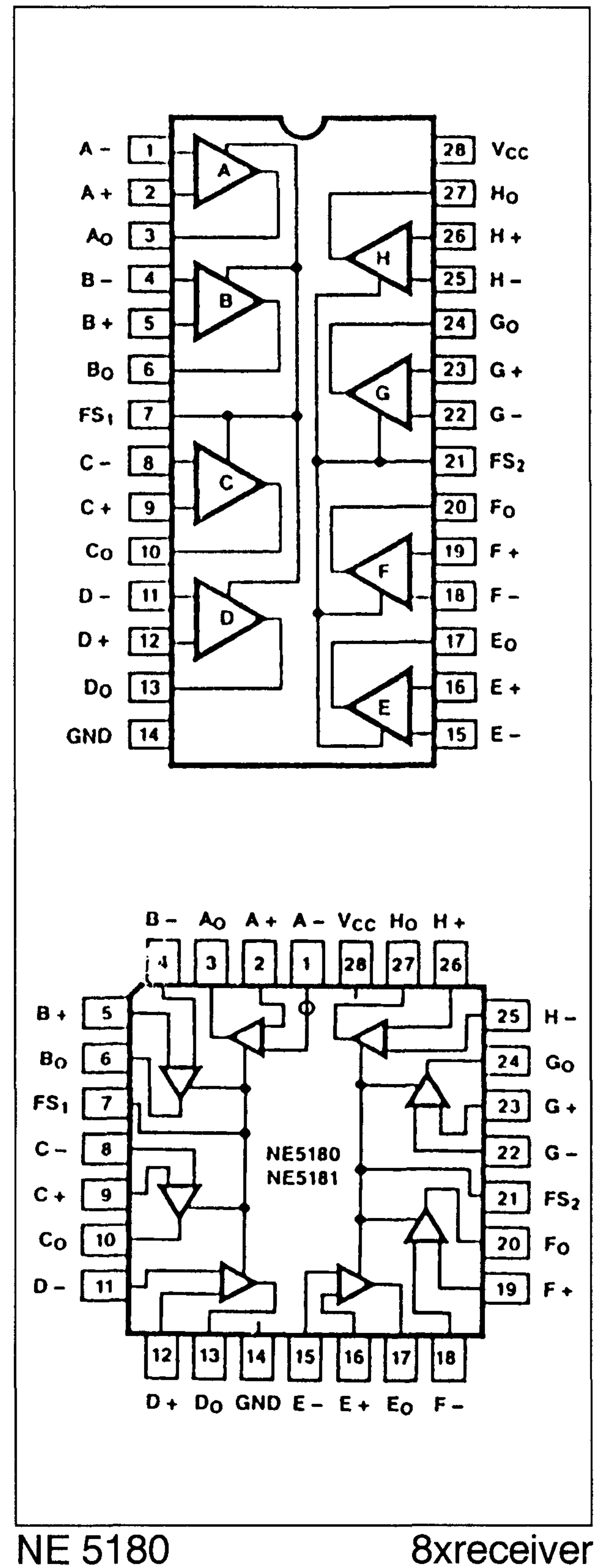


UC 5180C 8xreceiver

6.11.1 RS-232 drivers en receivers

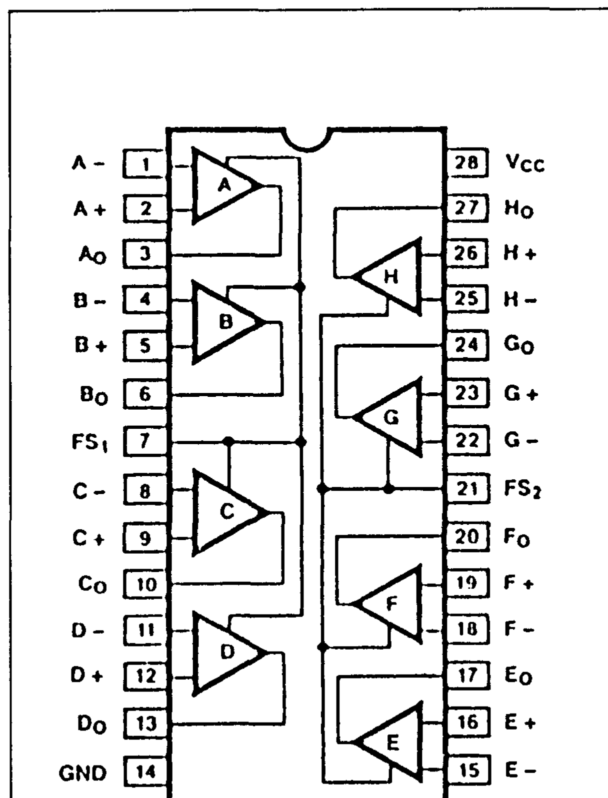


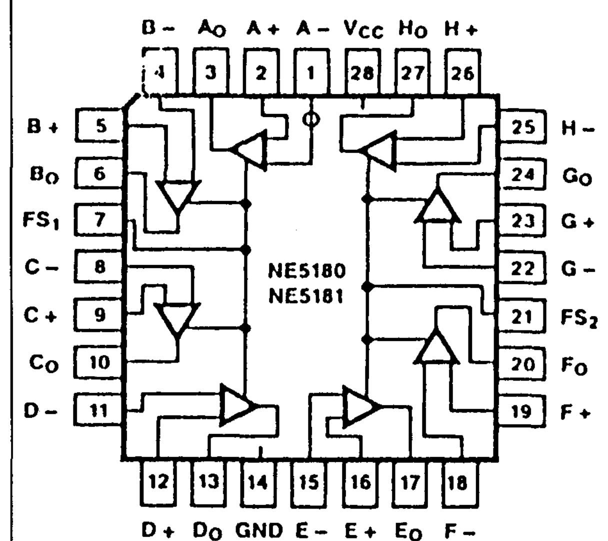
NE 5170 8xdriver



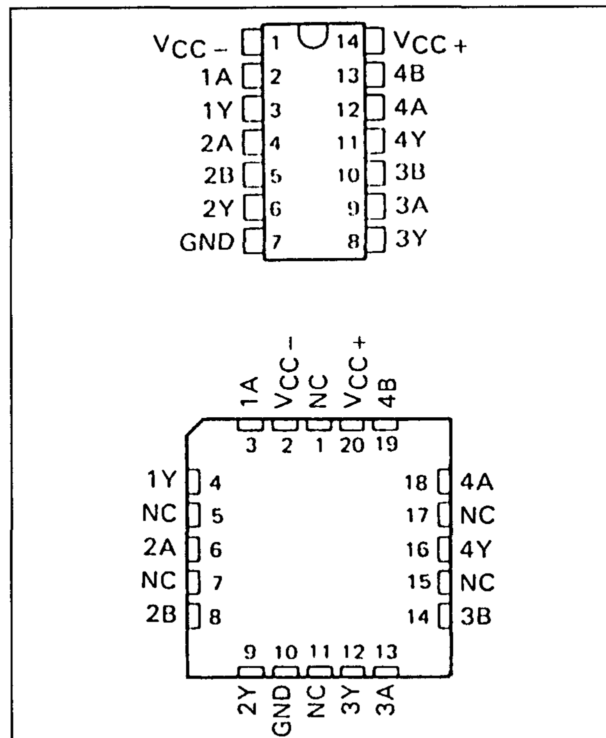
NE 5180 8xreceiver

6.11.1 RS-232 drivers en receivers

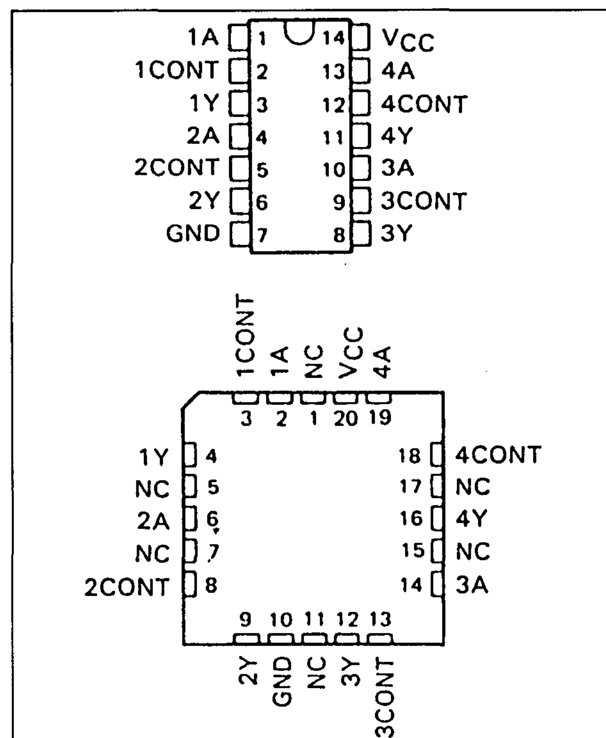




NE 5181 8xreceiver

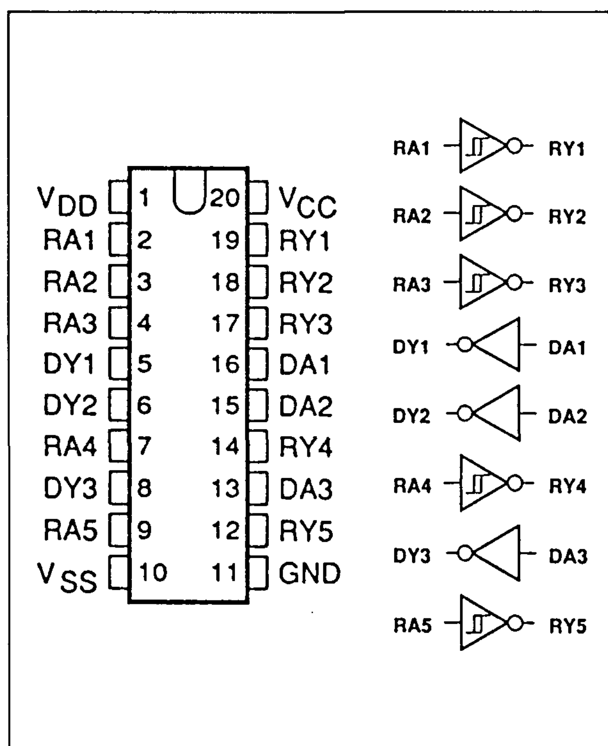


SN 55188 4xdriver

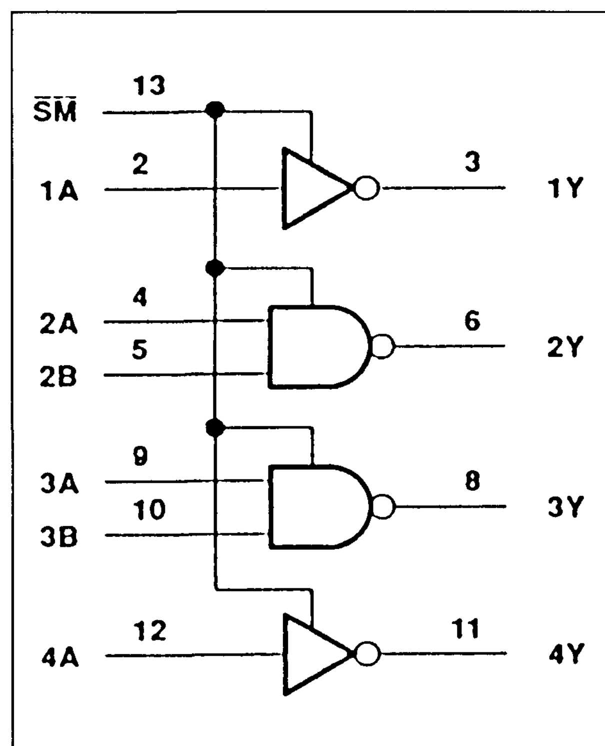


SN 55189(A) 4xreceiver

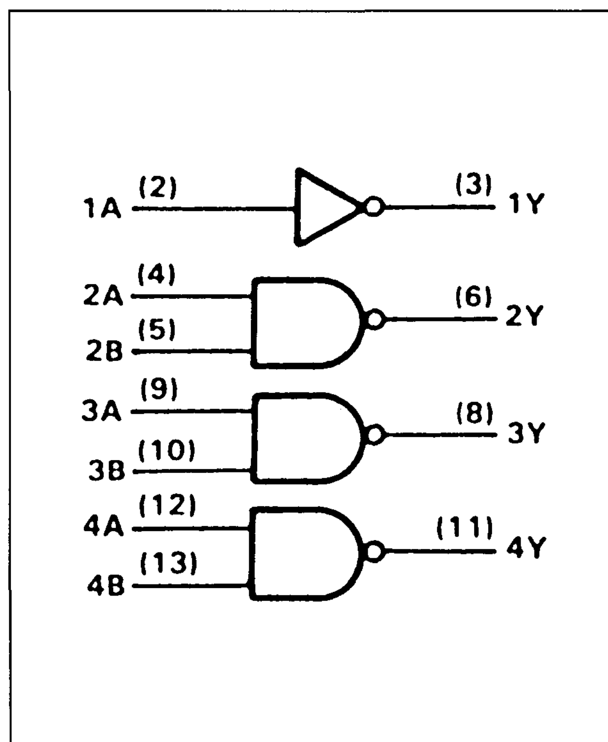
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



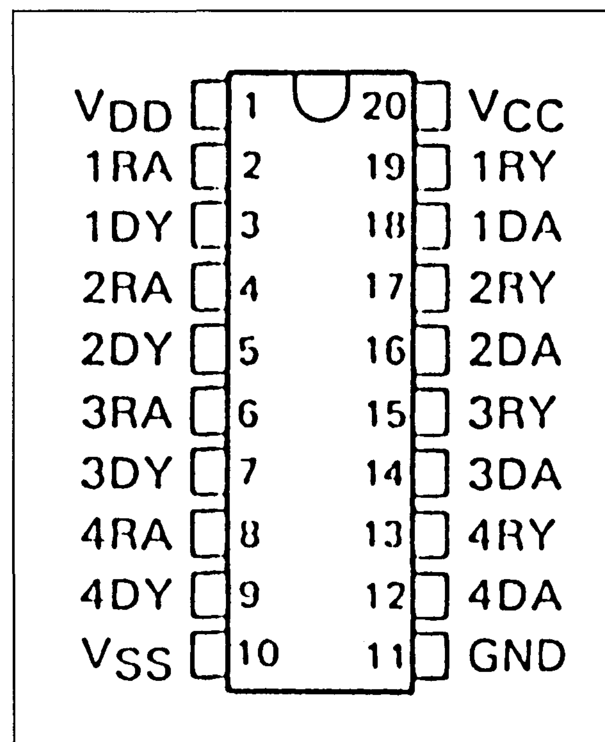
SN 65C185 3xdriver,5xreceiver



SN 65C198 4xdriver

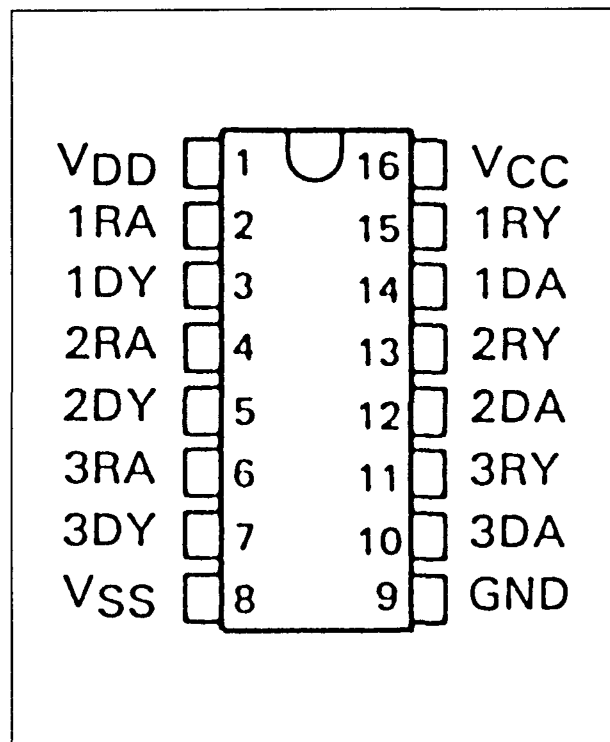


SN 65C188 4xdriver

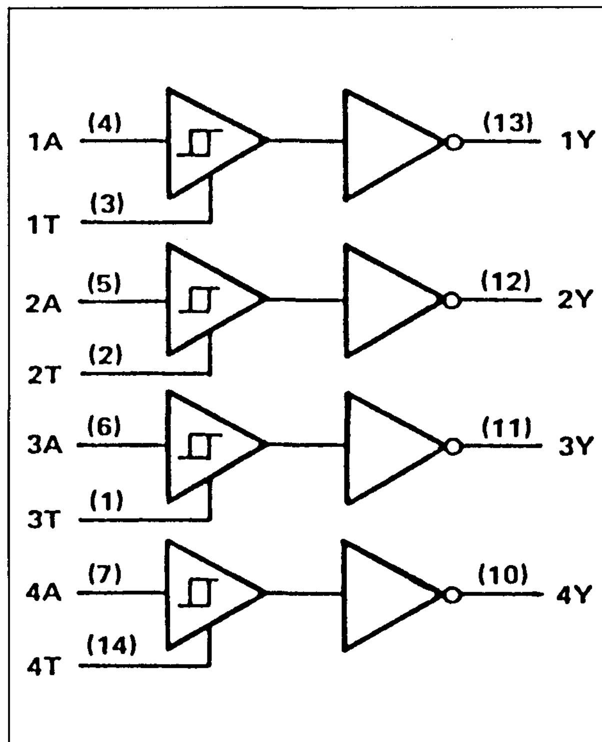


SN 65C1154 4xdriver,4xreceiver

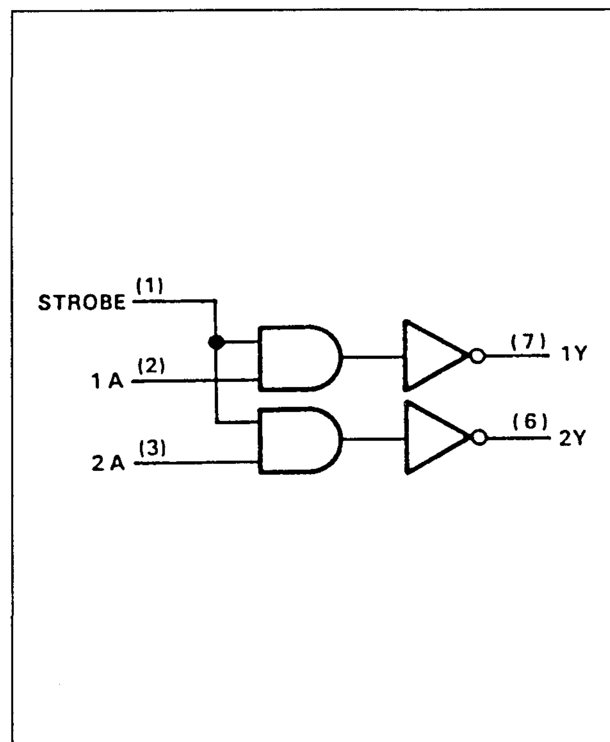
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



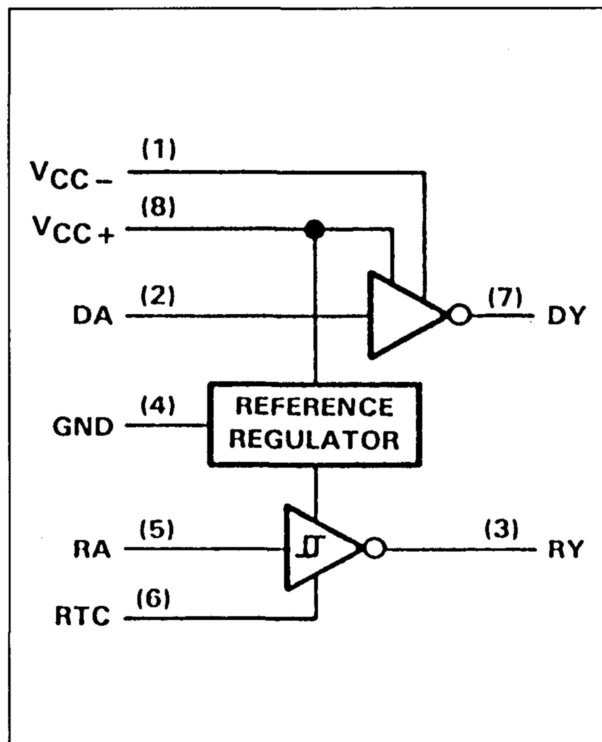
SN 65C1406 3xdriver,3xreceiver



SN 75154 4xreceiver

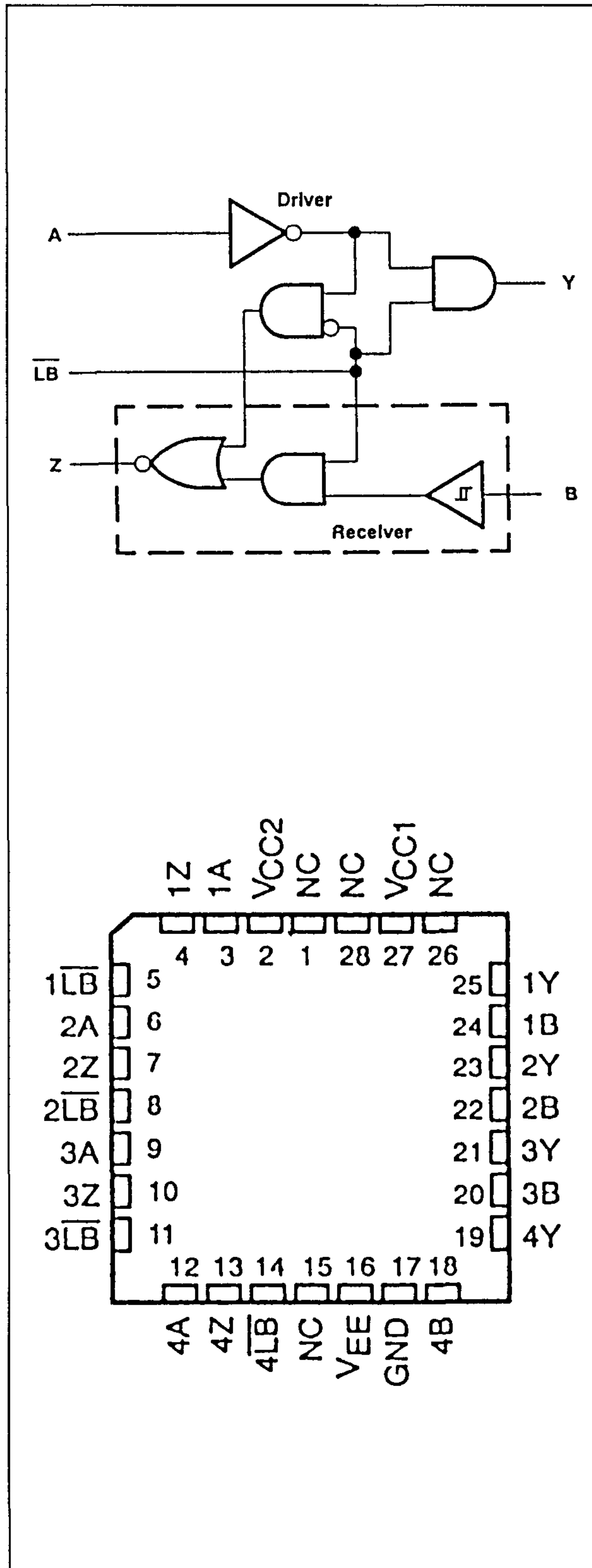


SN 75150 2xdriver

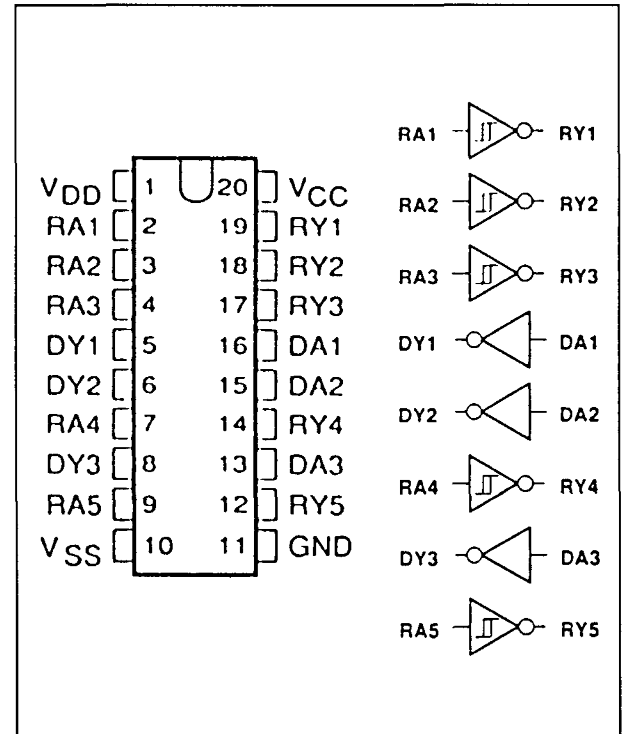


SN 75155 1xdriver,1xreceiver

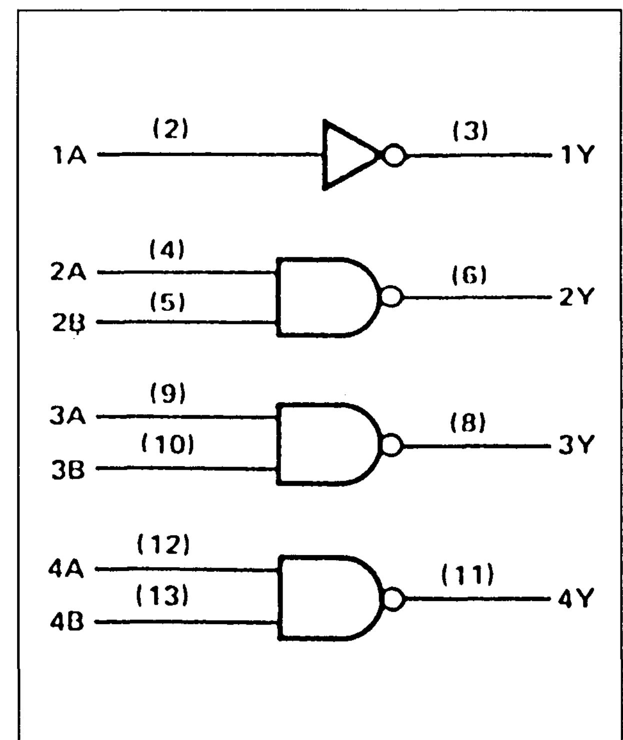
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



SN 75186 4xdriver,4xreceiver

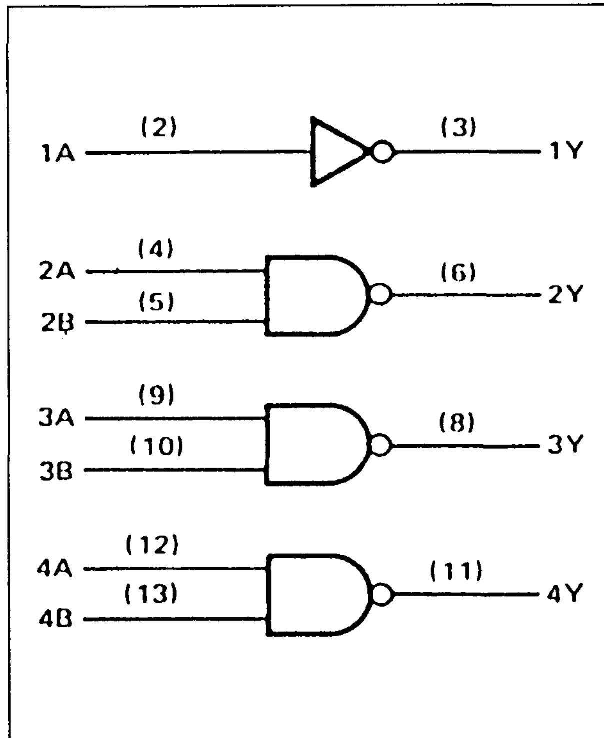


SN 75C185 3xdriver,5xreceiver

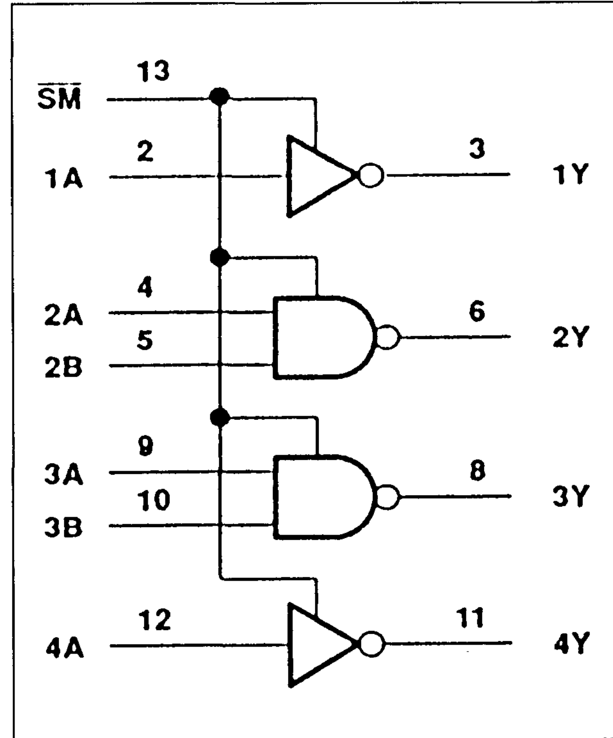


SN 75188 4xdriver

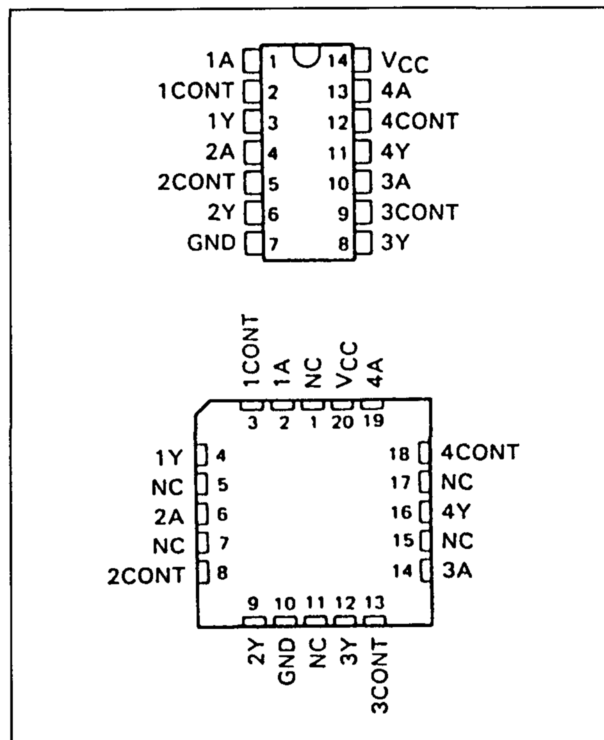
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



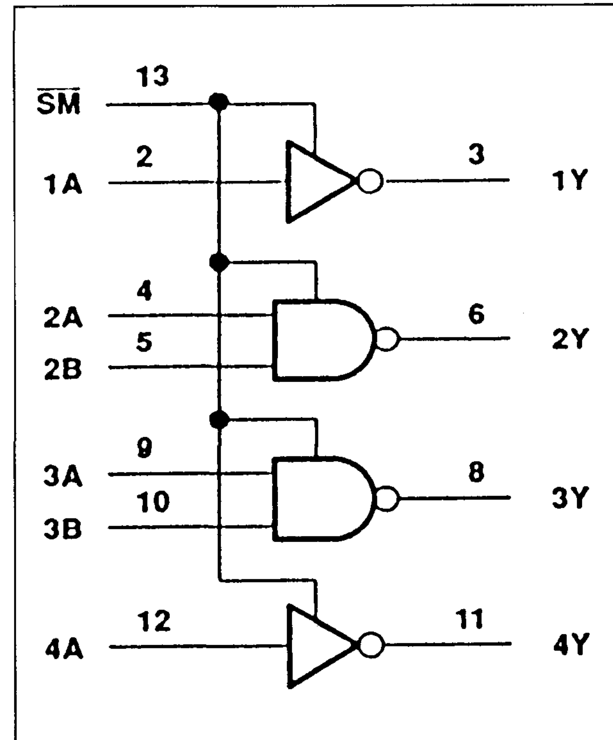
SN 75C188 4xdriver



SN 75C189 4xreceiver

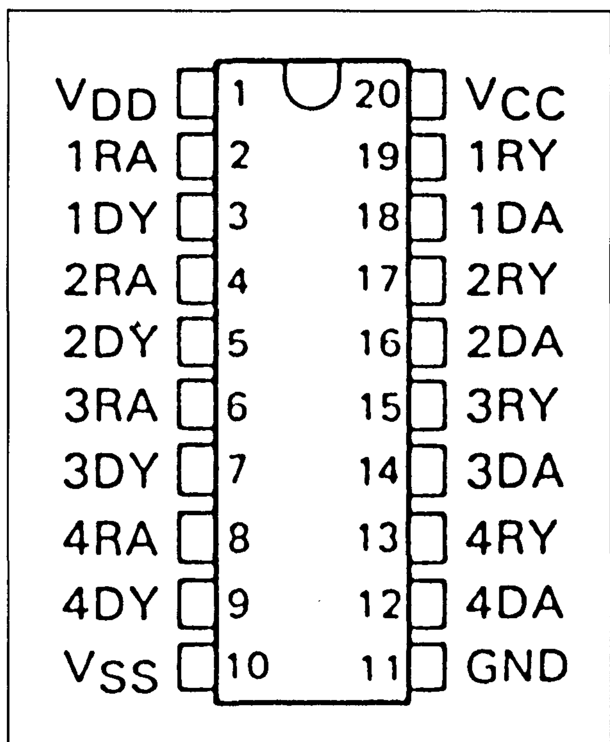


SN 75189 4xreceiver

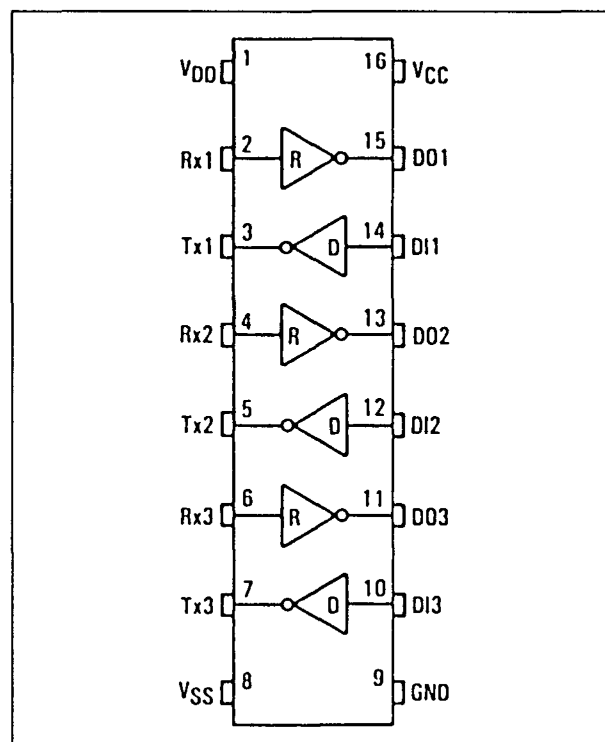


SN 75C198 4xdriver

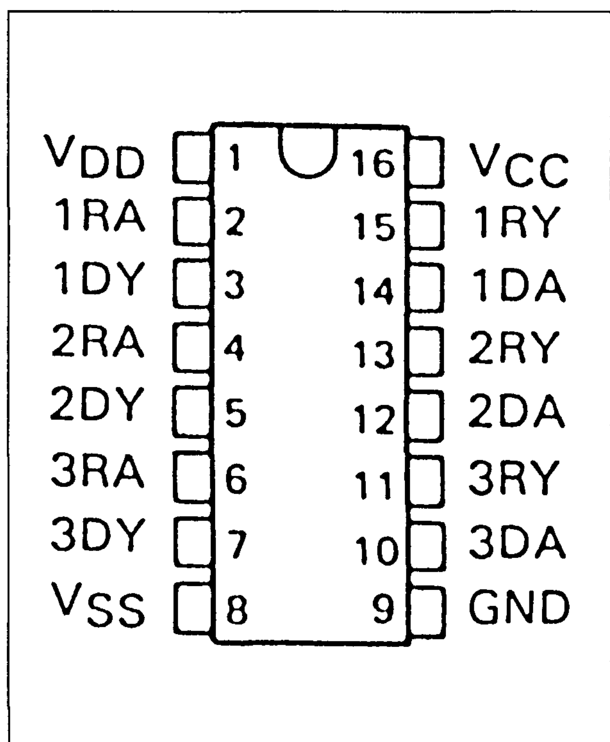
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



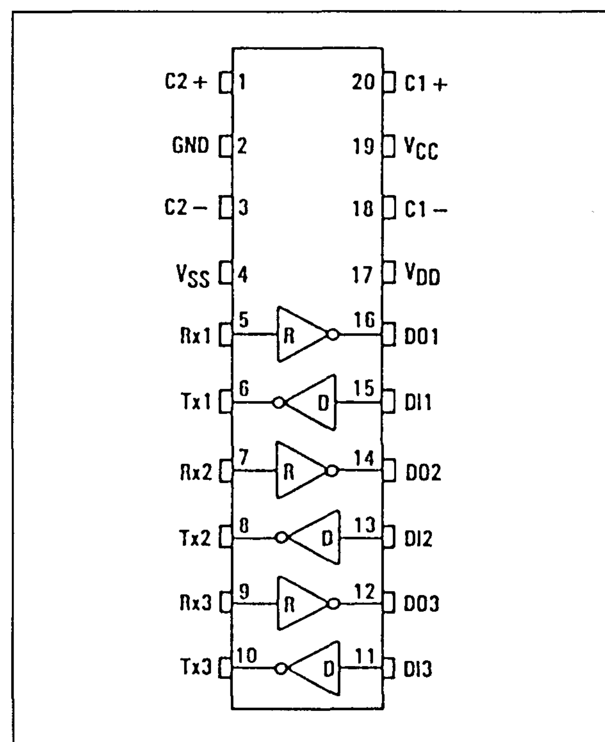
SN 75C1154 4xdriver,4xreceiver



MC 145406 3xdriver,3xreceiver

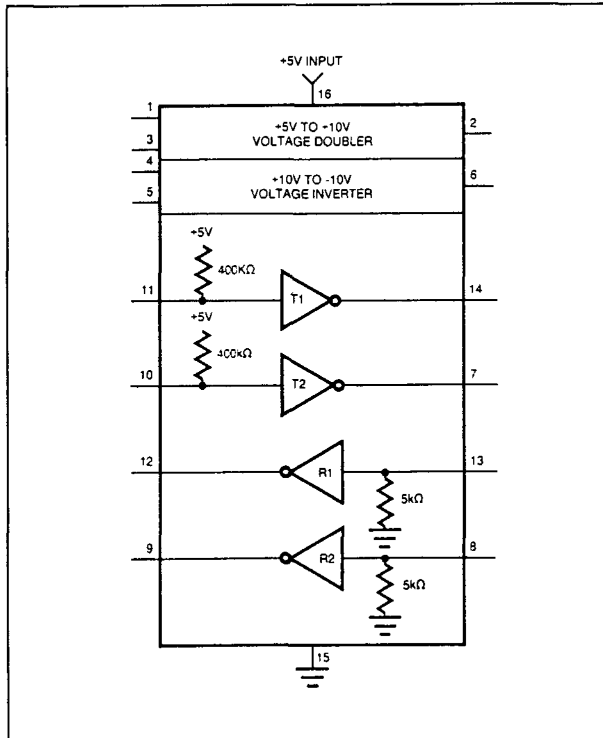


SN 75C1406 3xdriver,3xreceiver

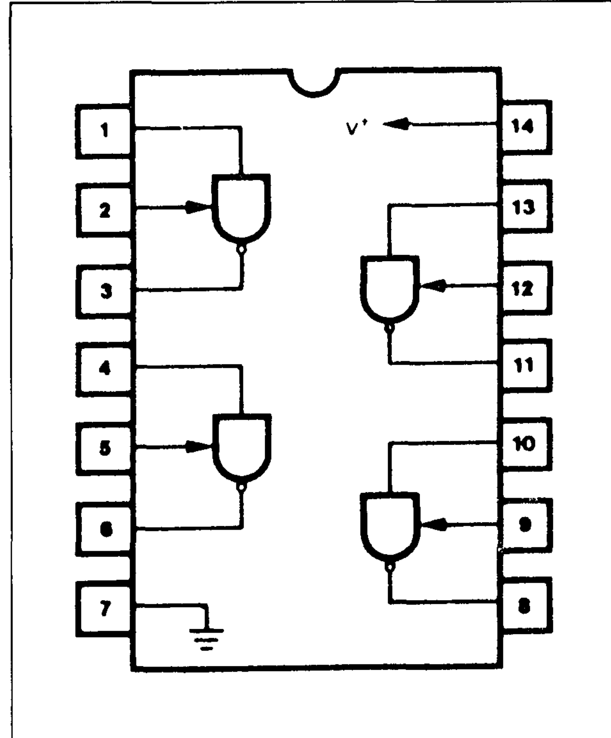


MC 145407 3xdriver,3xreceiver

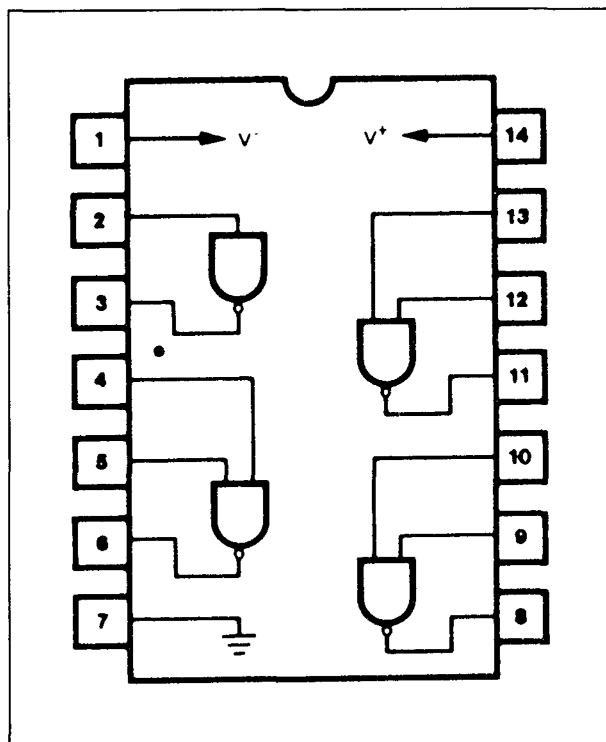
6.11.1 RS-232 drivers en receivers



TSC 232 2xdriver,2xreceiver



XR-1489A 4xreceiver



XR-1488 4xdriver

6/6.11.2

RS-422A, RS-423A en RS-485 drivers en receivers

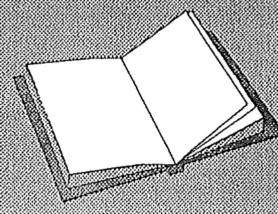
Inleiding

Steeds grotere snelheden
Het transport van steeds snellere digitale signalen over steeds grotere afstanden stelt de ontwerpers voor steeds grotere problemen. Bij het ontwerpen van printkaarten moet er al op worden gelet dat de verbindingen zo kort mogelijk zijn, dat de voedingen ontkoppeld zijn en dat er goede en laag-impedante retourverbindingen zijn. Deze retourverbindingen worden in een later stadium meestal aan het gunstigste aardpunt (bijvoorbeeld de geaarde kast) gelegd. Wordt in een gesloten apparaat de te overbruggen afstand groter, dan is de kans tot oppikken van stoorsignalen ook groter. Het kan dan al zijn dat de stoordrempel van standaard TTL onvoldoende is, zodat lijn-drivers en -receivers moeten worden toegepast. Dit gebeurt vaak nadat reeds geprobeerd is de signaallijnen af te schermen of twisten.

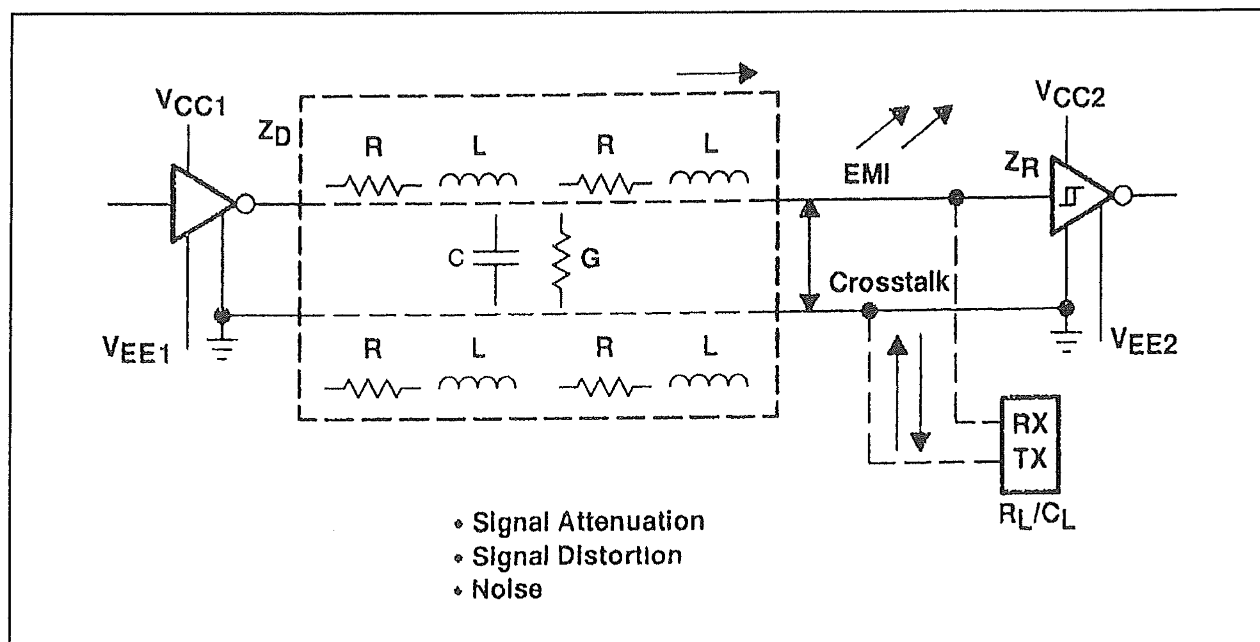
Van systeem naar systeem
Wanneer verschillende apparaten op elkaar moeten worden aangesloten is de data-overdracht nog kritischer, omdat de signalen dan bloot staan aan storingen van buitenaf, waarbij de langere kabels de kans tot oppikken nog groter maken. Bovendien is er altijd sprake van ruis, verzwakking en vervorming van de signalen. In figuur 6/6.11.2-1 is een overzicht gegeven van alle onheil dat een systeem-naar-systeem verbinding kan treffen. Uit deze tekening blijkt duidelijk dat de verbindingskabel tussen beide systemen ook nog eens een bron van problemen kan vormen. Een kabel is immers geen ideale geleider, maar een zeer gecompliceerd samenspel van ohmse, capacitieve en reactieve impedanties.

Speciale drivers en receivers
Het is dus noodzakelijk speciale maatregelen te nemen. Hiervoor is in de loop der jaren door de EIA een aantal internationale transmissie standaarden ontwikkeld:
- RS-232;
- RS-422;
- RS-423;
- RS-485.

LEES OOK:
Hoofdstuk 6/6.11.1



6.11 Line-drivers en -receivers



Figuur 6/6.11.2-1: Factoren die een data-transmissiesysteem kunnen beïnvloeden.

Deze protocollen stellen specificaties vast voor seriële data-overdracht en het gebruik van speciale drivers en receivers daarvoor. Een kort overzicht van deze specificaties is samengevat in de tabel van figuur 6/6.11.2-2.

Eisen

Een goed functionerend data-transmissie systeem moet aan een aantal eisen voldoen:

- De snelheid van de data-overdracht moet hoog genoeg zijn (20 kbit/s single-ended en 10 Mbit/s gebalanceerd).
- Bij voorkeur wordt een enkele voedingsspanning van +5 V gebruikt, maar soms zijn dubbele spanningen, zoals +/-12 V nodig.
- De in- en uitgangen van de gebruikte schakelingen moeten compatibel met TTL of low-power/low-level CMOS zijn.
- De drivers moeten geschikt zijn voor het aansturen van laag-impedante transmissielijnen. Tevens moeten zij bestand zijn tegen hogere spanningen dan de V_{CC}-niveaus.
- De receivers moeten een ingangsgevoeligheid van minder dan 500 mV hebben, terwijl ze ongevoelig voor storingen moeten zijn door middel van common-mode rejectie of toepassing van een hysteresis.
- De data-transmissielijnen moeten over de gehele lengte een uniforme impedantie hebben om reflecties te vermijden.

Single-ended of differentieel

Data-overdracht kan op twee manieren plaatsvinden: single-ended of differentieel.

Bij single-ended data-transport wordt het signaal ten opzichte van aarde (de nul van de voeding) getransporteerd. Bij differentieel data-transport vindt de signaal-overdracht gebalanceerd plaats: dan worden een signaaldraad en een signaal-retourdraad gebruikt die beide "los van aarde" zijn.

6.11 Line-drivers en -receivers

PARAMETER		RS-232	RS-423	RS-422	RS-485
Mode Operation		Single-Ended	Single-Ended	Differential	Differential
Number of Drivers and Receivers		1 Driver 1 Receiver	1 Driver 10 Receivers	1 Driver 10 Receivers	32 Drivers 32 Receivers
Maximum Cable Length (m)		15	1200	1200	1200
Maximum Data Rate (bps)		20 k	100 k	10 M	10 M
Maximum Common-Mode Voltage (V)		±3	±3	±7	12 to −7
Minimum Driver Output Levels (V)	Loaded	±5	±3.6	±2	±1.5
	Unloaded	±15	±6	±6	±6
Drive Load (Ω)		3 k to 7 k	450 (Min)	100 (Min)	60 (Min)
Driver Slew Rate		30 V/µs (Max)	NA	NA	NA
Driver-Output Short-Circuit Current Limit (mA)		n/a	150 to GND	150 to GND	150 to GND 250 to −7 or 12 V
Minimum Receiver Input Resistance (kΩ)		3 to 7	4	4	12
Receiver Sensitivity		±3 V	±200 mV	±200 mV	±200 mV

Figuur 6/6.11.2-2: Overzicht van de eigenschappen van de EIA interface-standaards.

De EIA interface standaards

In hoofdstuk 6/6.11-1 werd de eenvoudigste vorm van de seriële, single-ended datatransmissie, de RS-232C standaard, behandeld. Deze verbinding is echter voornamelijk bedoeld voor korte afstanden. Vandaar dat men de RS-4xx standaarden heeft opgesteld, die dit bezwaar niet hebben.

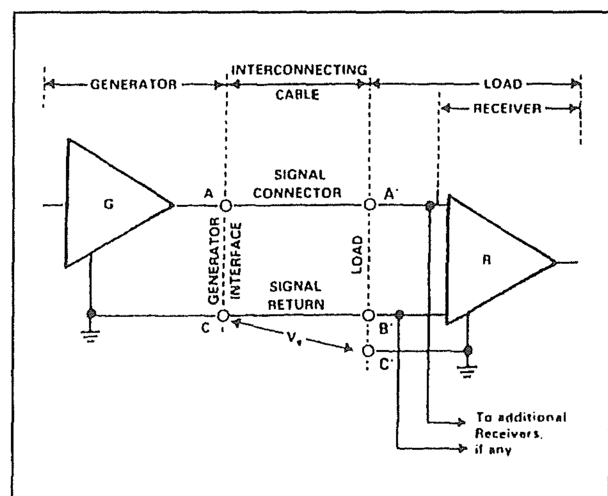
De RS-423 standaard

Inleiding

De RS-423 standaard is een soort tussenvorm die betrekking heeft op de data-overdracht tussen niet-gebalanceerde drivers en gebalanceerde receivers. Deze standaard, die toch al een verbetering ten opzichte van RS-232 is, wordt in de praktijk weinig gebruikt. Toepassingen vindt men voornamelijk bij voor het uitwisselen van seriële binaire signalen tussen DTE- en DCE-apparatuur.

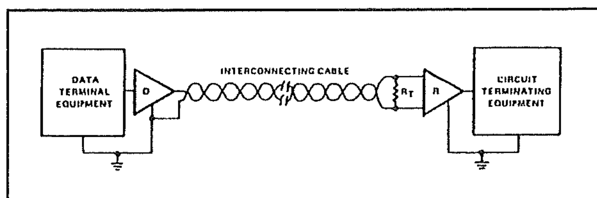
Het principe

Het principe van deze interface is geschetst in figuur 6/6.11.2-3. Er kunnen maximaal één driver en maximaal tien receivers op het systeem worden aangesloten.



Figuur 6/6.11.2-3: Het principe van de RS-423A interface (single-ended driver gekoppeld aan receiver met differentiële ingangen).

De RS-423A niet-gebalanceerde drivers met een "wave-shaped" uitgangssignaal en differentiële receivers worden toegepast om de problemen van overspraak en verschillende aardpotentialen ongedaan te maken. De standaard gaat uit van minimaal één onafhankelijke signaalretourleiding voor elke richting met één geleider per data- of regelschakeling. Tevens wordt een verbeterd schema met één signaalretourleiding per schakeling gespecificeerd, zie figuur 6/6.11.2-4.



Figuur 6/6.11.2-4: Een RS-423A interface waarbij gebruik wordt gemaakt van een getwist aderpaar.

Snelheden

Met de RS-423A componenten kunnen data-snelheden van 100 kbit/s over een afstand van 30 m tot 3 kbit/s bij 1.200 m worden bereikt. Onder bepaalde omstandigheden kan RS-423A met andere standaarden, zoals RS-232C, MIL-STD-188C, RS-422A en RS-485 samenwerken.

De RS-422A standaard

Inleiding

Voor data-, timing- of besturingssignalen met snelheden van 100 kbit/s tot 10 Mbit/s worden gebalanceerde digitale interface-schakelingen gebruikt. Een gebalanceerde digitale interface-schakeling bestaat in principe uit drie delen: de generator of data lijn-driver (G), een gebalanceerde transmissielijn en de belastingen, waarbij een belasting uit één of meer receivers (R) en de lijnafsluitweerstand (RT) kan bestaan.
Het blokschema van een dergelijk systeem is getekend in figuur 6/6.11.2-5. Omdat RS-422A drivers geen 3-state uitgangen hebben, is er bij RS-422A systemen dus altijd sprake van één driver en maximaal tien receivers.

Eigenschappen

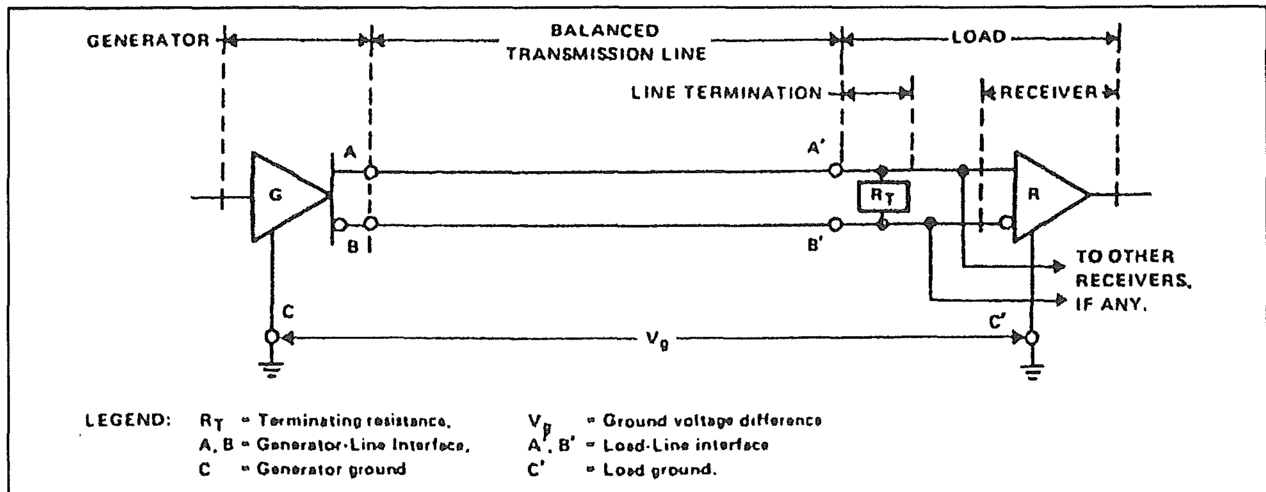
Een driver van het RS-422A type heeft een gebalanceerde differentiële uitgangsspanningsbron met een impedantie van maximaal 100 Ω. De differentiële uitgangsspanning bedraagt minimaal 2,0 V en maximaal 6,0 V, waarbij de uitgangsspanning van elke uitgang ten opzichte van aarde niet hoger mag zijn dan 6,0 V. Bij kortsluiting van één van de driver-uitgangen naar aarde mag de uitgangsstroom niet groter zijn dan 150 mA.

Uitgangseisen

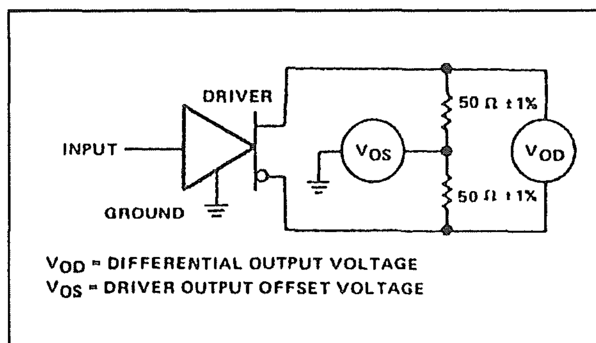
Het in balans zijn van de uitgangsspanning wordt als volgt gedefinieerd, zie figuur 6/6.11.2-6:

- De differentiële uitgangsspanning (V_{OD}) mag niet lager zijn dan 2,0 V met twee 50 Ω (+/-1 %) afsluitweerstanden in serie tussen de uitgangen.
- De differentiële uitgangsspanningen met tegengestelde polariteit mogen maximaal 0,4 V van elkaar verschillen.
- De offset-spanning aan de uitgangen van de driver (V_{OS}), gemeten tussen het knooppunt van de twee 50 Ω weerstanden en aarde, mag maximaal 3,0 V bedragen (zowel positief als negatief). Bij het omkeren van de polariteit van de differentiële uitgangsspanningen, mag V_{OS} niet meer dan 0,4 V veranderen.

6.11 Line-drivers en -receivers



Figuur 6/6.11.2-5: Opbouw van een gebalanceerde digitale interface.

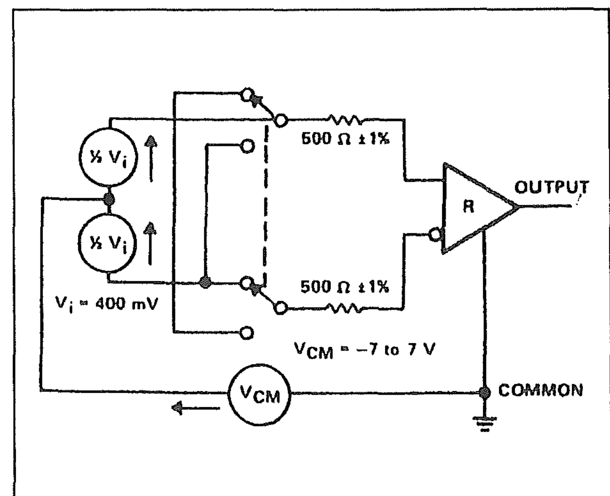


Figuur 6/6.11.2-6: Schakeling voor het testen van de driver-uitgangen.

Ingangseisen

De karakteristieken voor gebalanceerde lijn-toepassingen van een RS-422A receiver zijn in principe gelijk aan die van de RS-423A voor single-ended toepassingen. De eisen die aan de ingangen van een RS-422A receiver worden gesteld, zijn:

- De differentiële ingangs-gevoeligheid moet minimaal +/-200 mV bedragen, bij een common-mode (V_{CM}) bereik van -7 V tot +7 V. De ingangsimpedantie moet 4 kΩ of groter zijn.
- De stroom/spanning-karakteristieken van de receiver-ingang moeten zodanig gebalanceerd zijn dat de uitgang in de bedoelde binaire toestand blijft staan als een differentiële spanning van 400 mV wordt aangelegd (via 500 Ω +/-1 % naar elke ingangspen, zie figuur 6/6.11.2-7), en V_{CM} wordt gevarieerd tussen -7 V en +7 V.



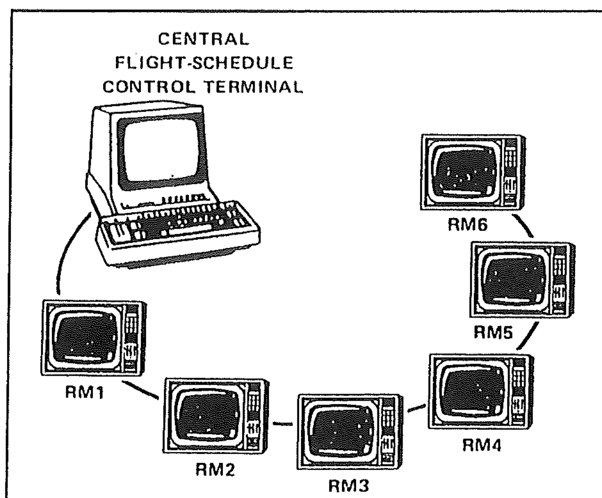
Figuur 6/6.11.2-7: Schakeling voor het testen van de receiver-ingangen.

Receiver-eisen

Een RS-422A receiver mag niet worden beschadigd bij in- of uitgeschakelde voedingsspanning onder de volgende omstandigheden:

- Bij afgeschakelde uitgang (open circuit).
- Bij kortgesloten data-lijnen.
- Bij kortsluiting van één of beide lijnen naar aarde.

Toepassingen van RS-422A
Een RS-422A verbinding wordt meestal gebruikt om data over te brengen van een centrale computer naar meerdere monitoren of stations. Een bekend voorbeeld hiervan zijn de monitoren voor het aangeven van aankomst en vertrek op luchthavens. Een dergelijke configuratie is geschetst in figuur 6/6.11.2-8. Bij deze toepassing wordt een enkel getwist aderpaar gebruikt om de centrale besturingsterminal te verbinden met monitoren die over de gehele luchthaven verspreid staan. De lijn wordt hierbij afgesloten op het verst verwijderde punt, in dit geval monitor 6. Om de ruis op de lijn zoveel mogelijk te beperken is het beter om twee afsluitweerstanden van RT/2 te gebruiken vanaf elke lijn naar aarde.



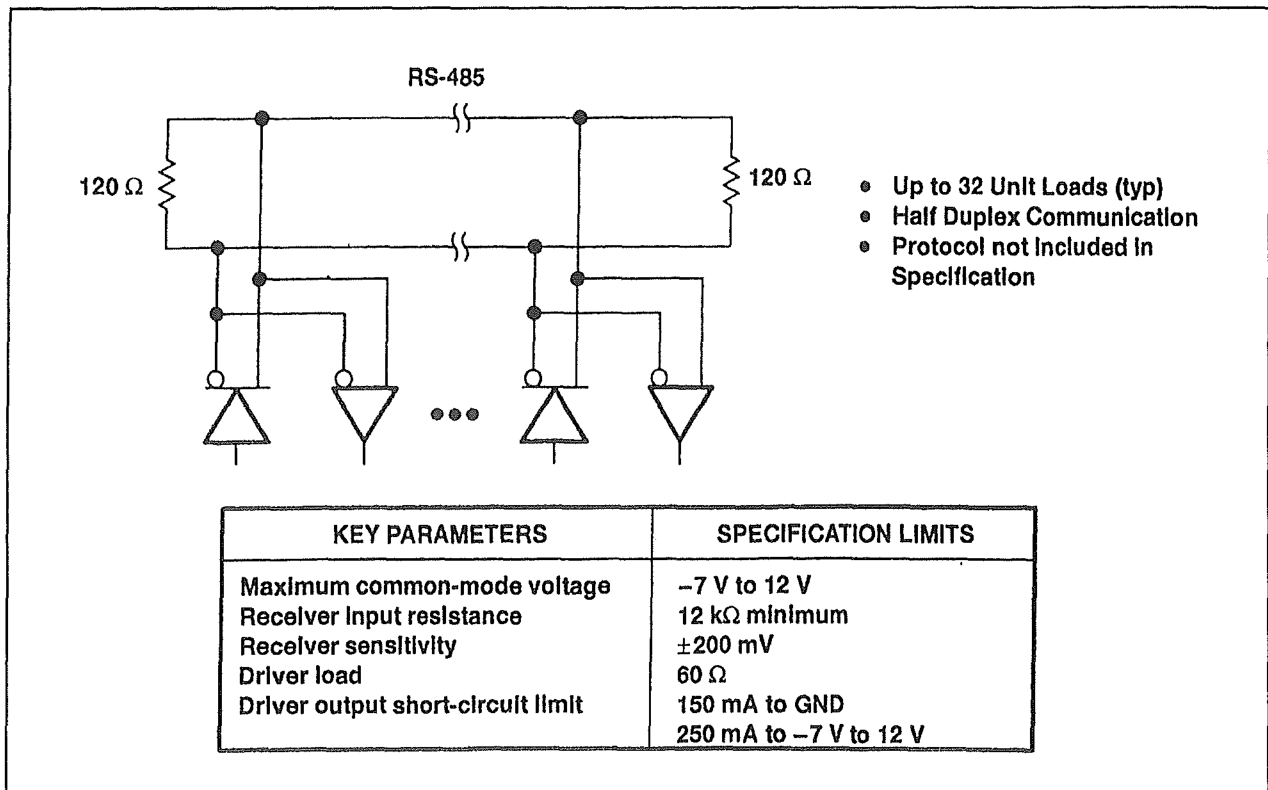
Figuur 6/6.11.2-8: Toepassing van een RS-422A verbinding als centrale meldinstallatie.

Opmerking
RS-422A drivers en receivers zijn compatibel met de CCITT aanbevelingen V.11 en X.27. Ze zijn niet bedoeld voor samenwerking met RS-232C, MIL-STD-188C, MIL-STD-188-100 of de CCITT aanbevelingen V.28 en V.25.

De RS-485 standaard

Inleiding
Data-overdracht tussen computersystemen en randapparatuur over grote afstanden onder sterk storende invloeden is uiterst moeilijk, zo niet onmogelijk, met single-ended drivers en receivers. Daarom werd de meest gebruikte industriële standaard voor gebalanceerde transmissie EIA RS-485 ontwikkeld. Deze standaard specificeert alleen de fysieke laag, terwijl protocollen, timing, seriële of parallelle data en de keuze van connectoren aan de ontwerper worden overgelaten.
RS-485 werd oorspronkelijk gedefinieerd als een verbetering op en een flexibeler versie van RS-422. Terwijl met RS-422 alleen simplex communicatie mogelijk is, zijn bij RS-485 meerdere drivers en receivers op een enkele lijn toegestaan, waardoor half-duplex communicatie mogelijk wordt De opzet van een dergelijk systeem is getekend in figuur 6/6.11.2-9. Net als bij RS-422 wordt ook hierbij geen maximale lijnlengte gespecificeerd, maar gebaseerd op een 24 AWG-kabel bedraagt deze meestal circa 1,2 km. De maximale datasnelheid wordt niet beperkt en is afhankelijk van de verhouding stijgtijd/bit-tijd, net als bij RS-232. In veel gevallen wordt de data-snelheid beperkt door de kabellengte, in verband met transmissielijn effecten en ruis.

6.11 Line-drivers en -receivers



KEY PARAMETERS	SPECIFICATION LIMITS
Maximum common-mode voltage	−7 V to 12 V
Receiver input resistance	12 kΩ minimum
Receiver sensitivity	±200 mV
Driver load	60 Ω
Driver output short-circuit limit	150 mA to GND
	250 mA to −7 V to 12 V

Figuur 6/6.11.2-9: Half-duplex communicatie met een RS-485 systeem.

Toepassingen

De toepasbaarheid van de RS-485 standaard maakt hem ook geschikt als fysieke laag voor een aantal andere standaards, zoals de ANSI Small Computer Systems Interface (SCSI), de Profibus en de DIA Measurement Bus.
Het verschil tussen RS-485 en RS-422 ligt voornamelijk in de eigenschappen van de RS-485 drivers die betrouwbare multipoint communicatie mogelijk maken.
De RS-485 maakt bidirectionele, multipoint partyline communicatie mogelijk en kan goed worden gebruikt voor mini-LAN toepassingen, zoals data-overdracht tussen een centrale computer en intelligente stations op afstand. Er kunnen bijvoorbeeld RS-485 lijnen worden toegepast tussen "point-of-sales" terminals en een centrale computer voor automatisch magazijnbeheer.

Driver-eisen

Kenmerkend voor RS-485 drivers zijn:

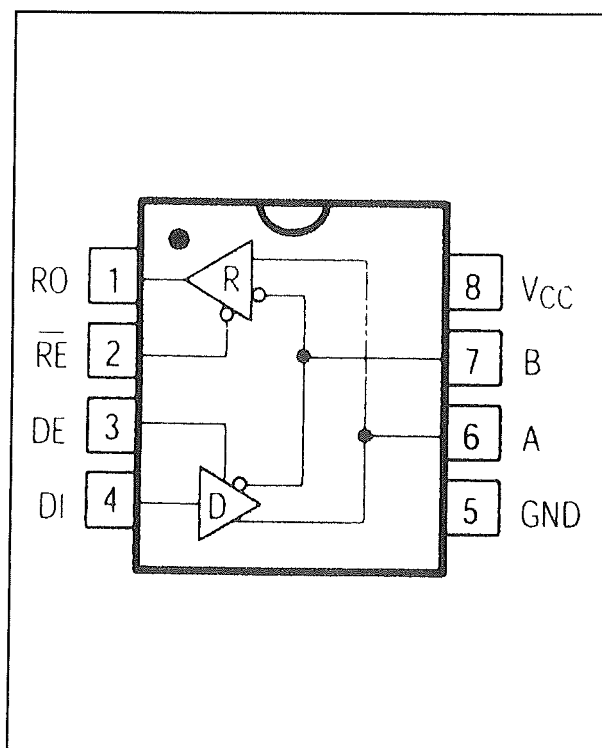
- Eén driver kan maximaal 32 unit-loads plus een totale lijn-afsluiting van 60 Ω of meer aandrijven (1 unit-load = 1 passieve driver + 1 receiver).
- De lekstroom van een driver in uitgeschakelde toestand mag maximaal 100 μA bedragen bij een lijnspanning tussen -7 V en +7 V.
- De driver moet een differentiële uitgangsspanning van 1,5 V tot 5 V kunnen leveren bij common-mode spanningen van -7 V tot +12 V.
- Drivers moeten uit zichzelf beveiligd zijn tegen contentie, een situatie die ontstaat als meerdere drivers tegelijk de transmissielijn aansturen. Dit houdt in dat geen schade zal optreden wanneer de uitgangen van een driver met een spanningsbron van -7 V tot +12 V wor-

den verbonden, of de toestand daarvan nu 1, 0 of passief is.

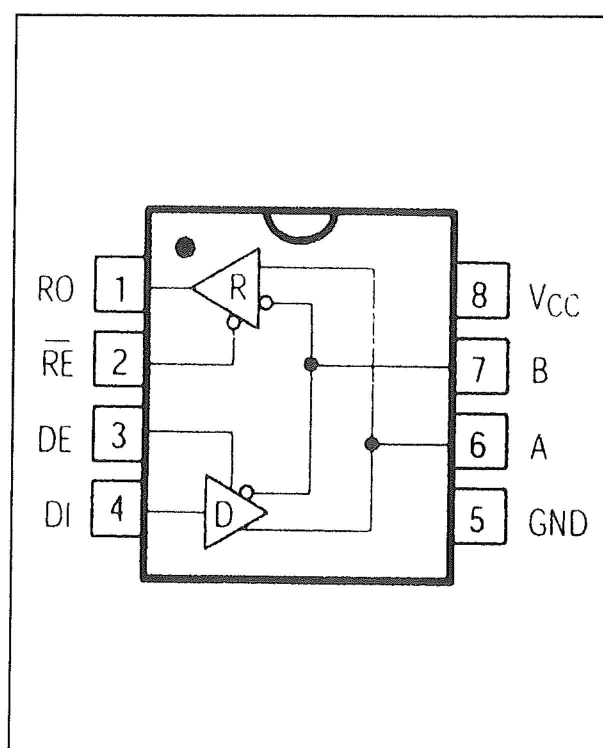
Receiver-eisen
Voor de receivers geldt:
- De ingangsimpedantie van een receiver moet minstens 12 kΩ zijn.
- Het common-mode bereik van een receiver-ingang moet zeker -7 V tot +12 V bedragen.
- De ingang moet een gevoeligheid hebben van +/-200 mV over het gehele common-mode bereik.

Type-overzicht

Op de volgende pagina's wordt een overzicht gegeven van de meest bekende schakelingen van deze families. Het is absoluut onmogelijk om alle gegevens van alle typen te behandelen. Vandaar alleen een intern blokschema met de aansluitgegegevens.

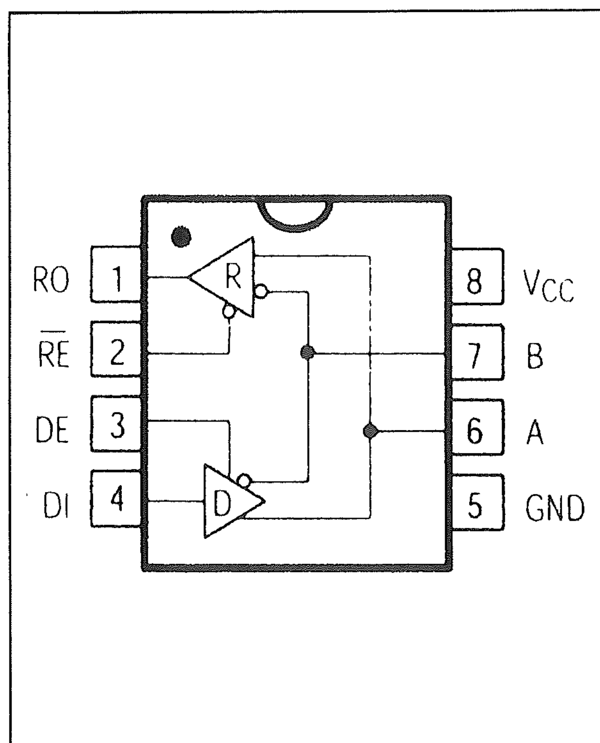


MAX481 RS-485/RS-422 transceiver

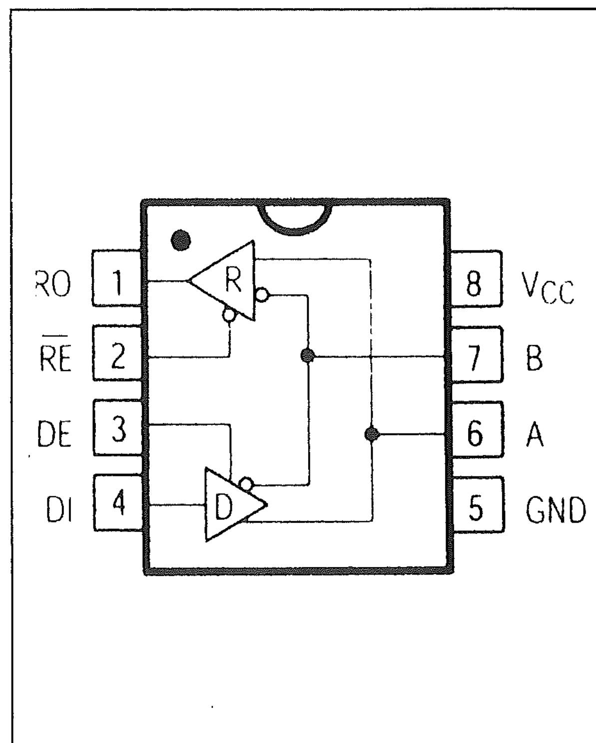


MAX483 RS-485/RS-422 transceiver

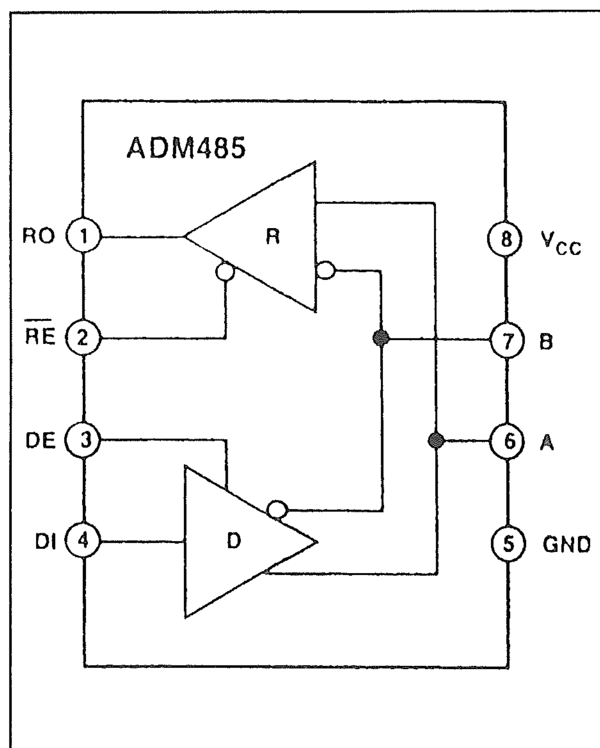
6.11 Line-drivers en -receivers



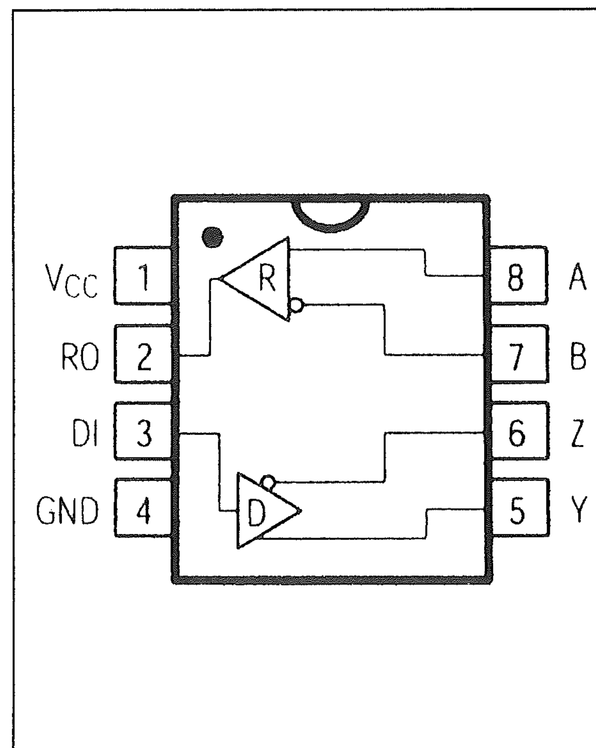
MAX485 RS-485/RS-422 transceiver



MAX487 RS-485/RS-422 transceiver

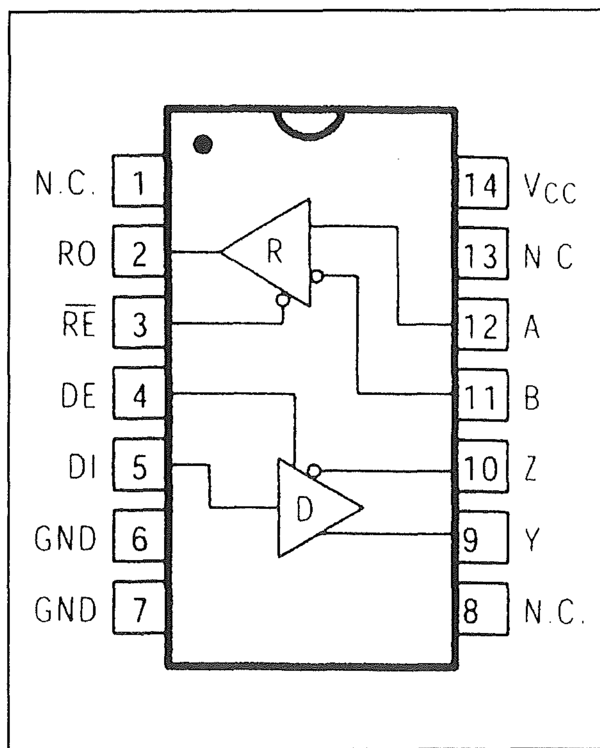


ADM485 RS-485 transceiver

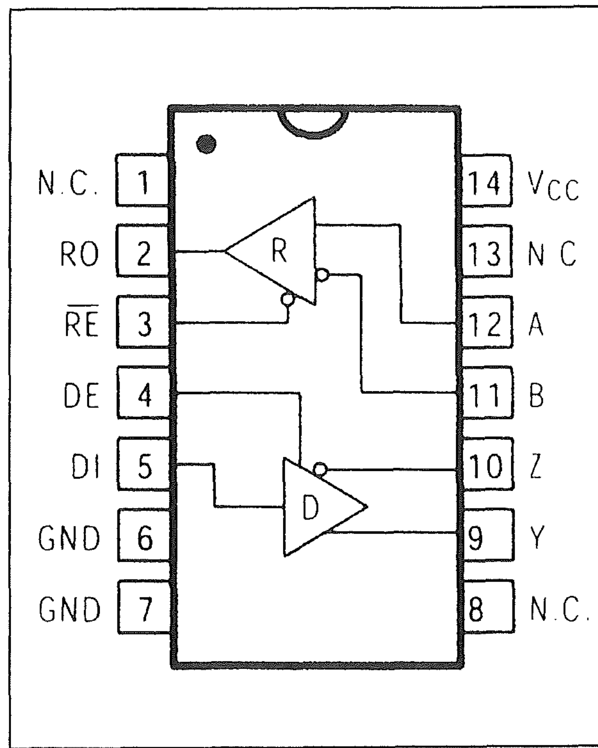


MAX488 RS-485/RS-422 transceiver

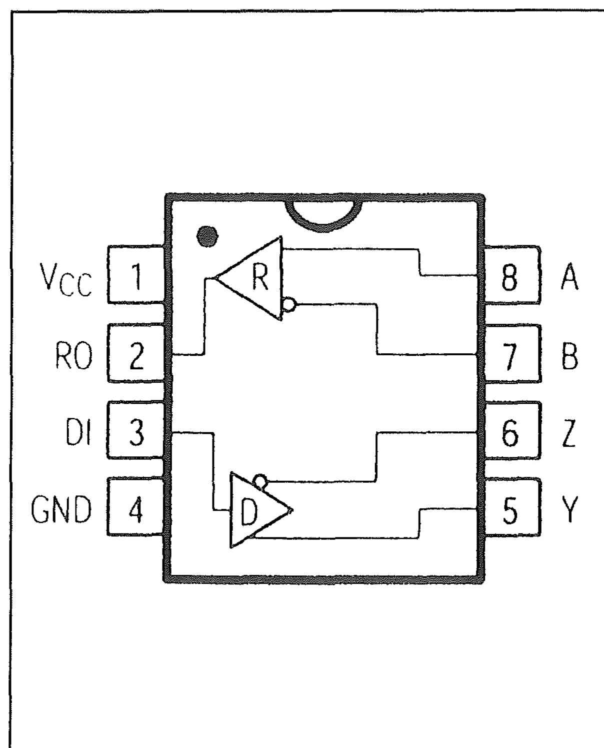
6.11 Line-drivers en -receivers



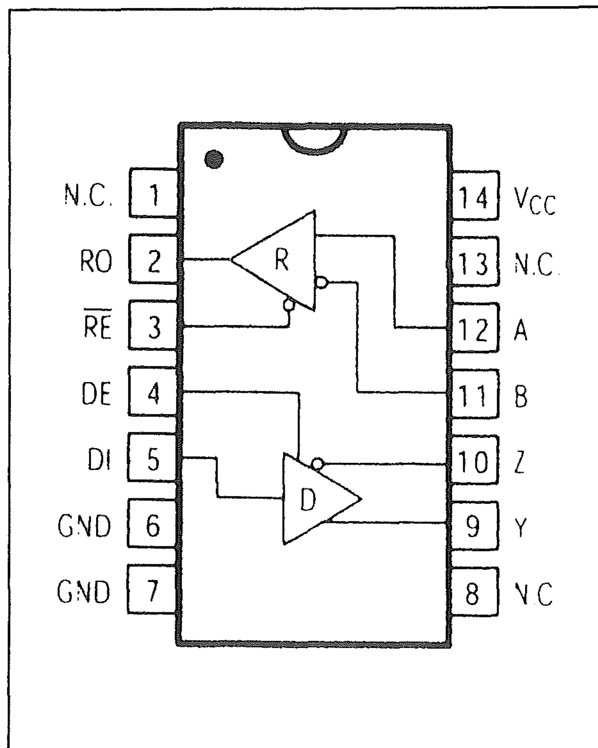
MAX489 RS-485/RS-422 transceiver



MAX491 RS-485/RS-422 transceiver

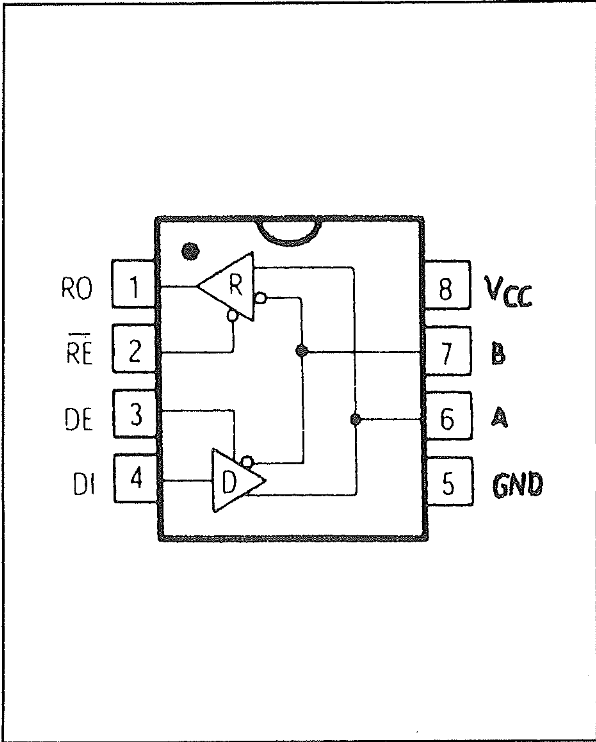


MAX490 RS-485/RS-422 transceiver

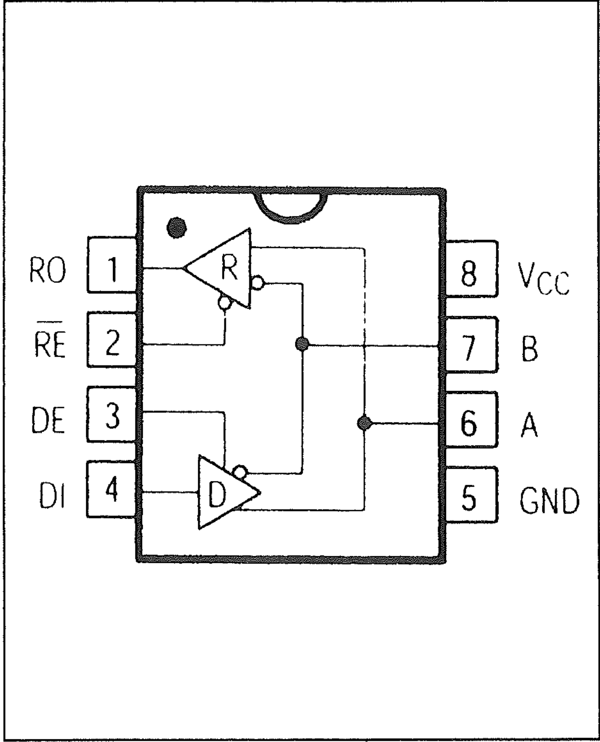


MAX1482 RS-485/RS-422 transceiver

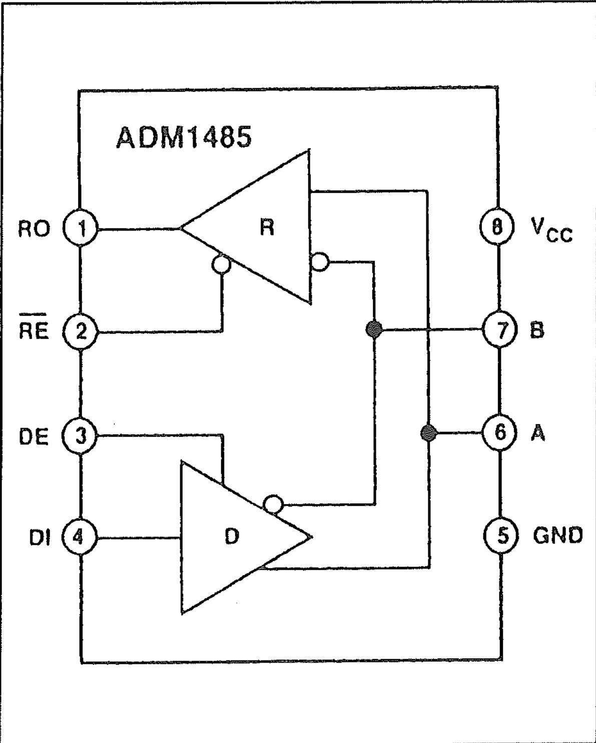
6.11 Line-drivers en -receivers



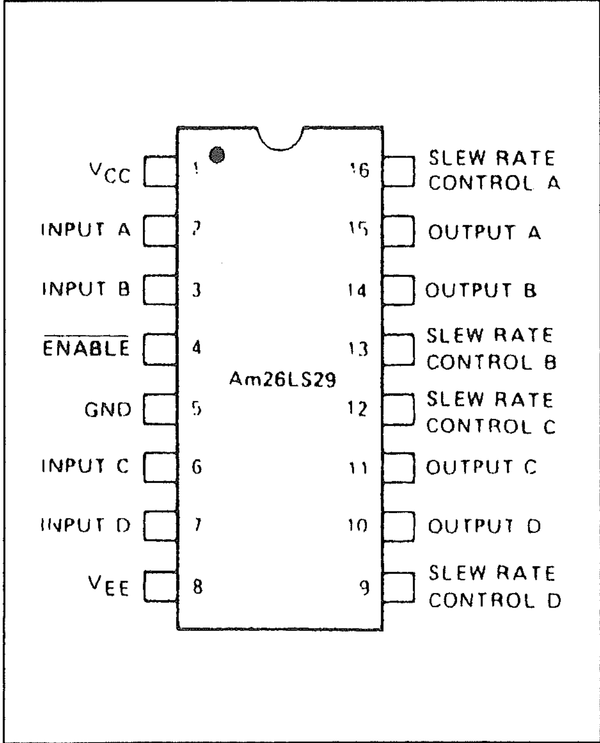
MAX1483 RS-485/RS-422 transceiver



MAX1487 RS-485/RS-422 transceiver

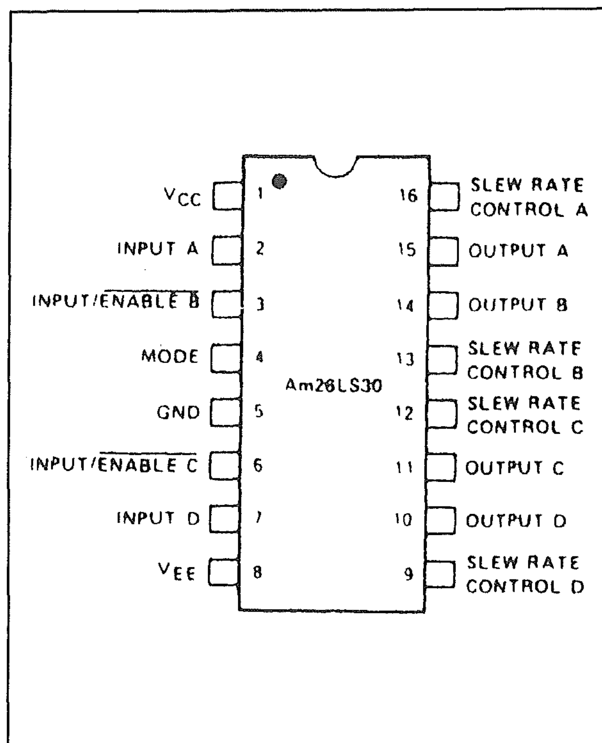


ADM1485 RS-485 transceiver

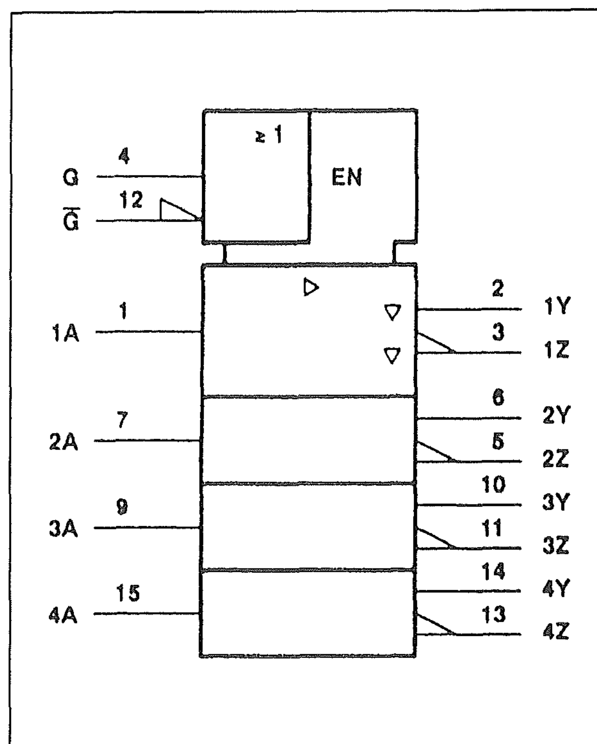


AM26LS29 quad RS-423A lijn-driver

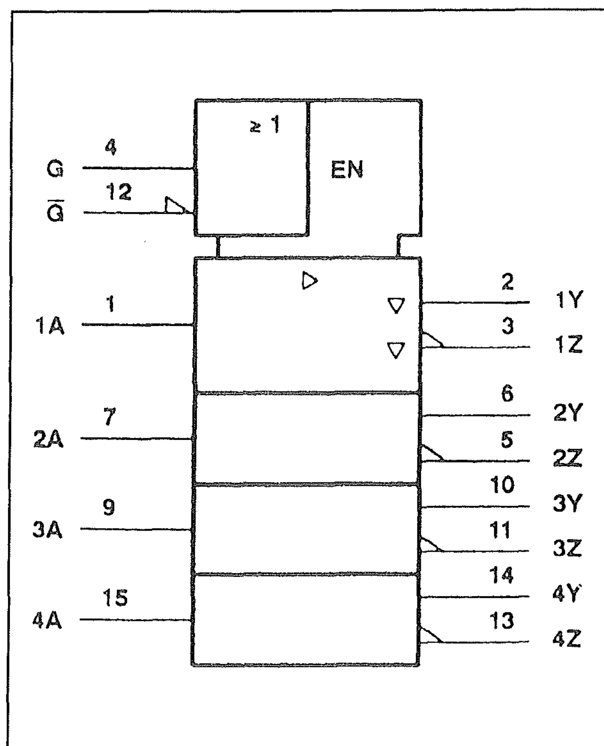
6.11 Line-drivers en -receivers



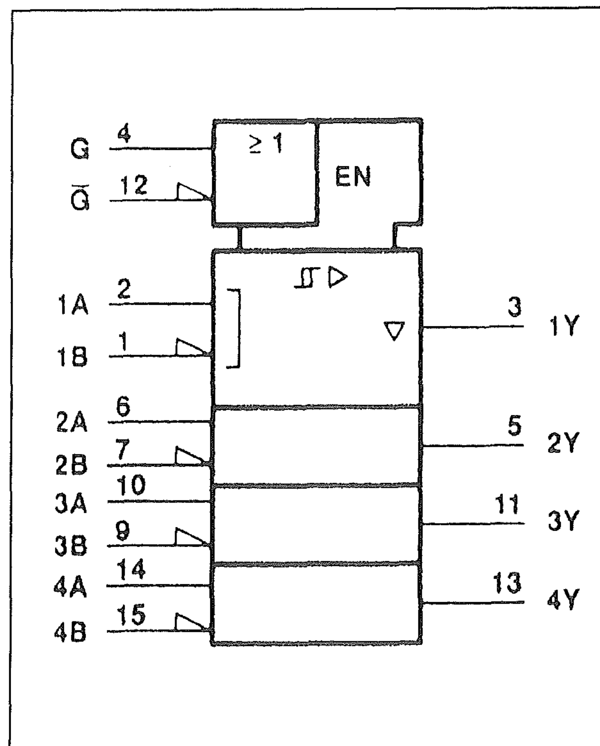
AM26LS30 dual RS-422A/quad RS-423 lijn-driver



AM26C31 quad RS-422A lijn-driver



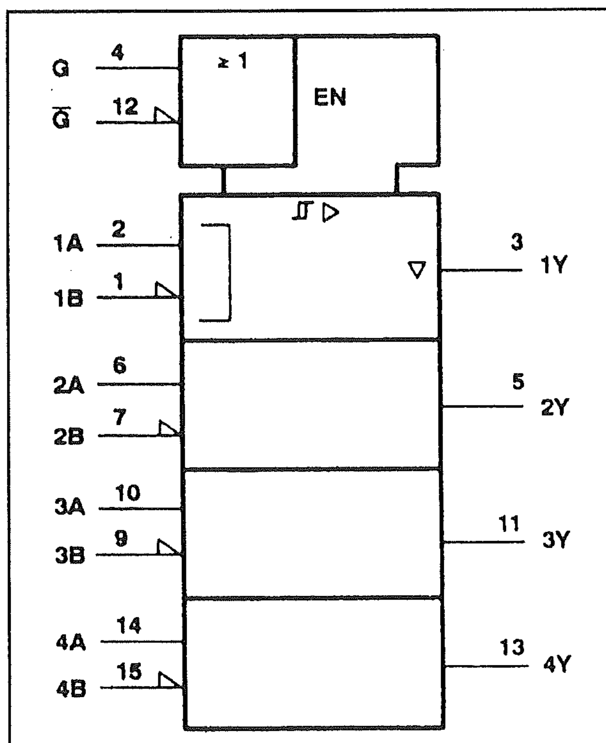
AM26LS31C quad RS-422A lijn-driver



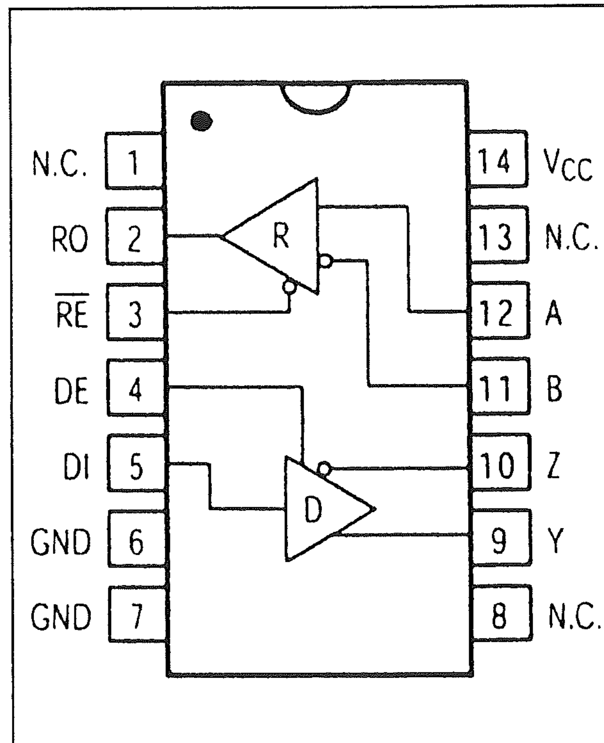
AM26C32 quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver

(wordt vervolgd)

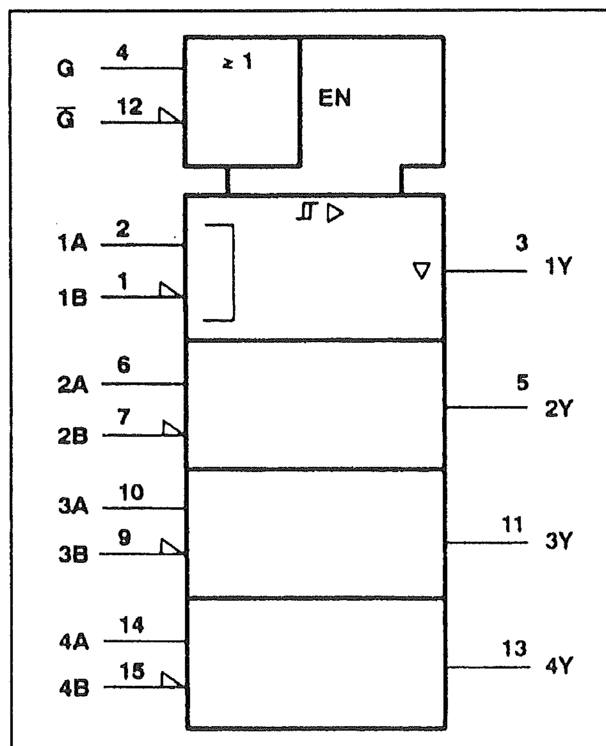
6.11 Line-drivers en -receivers



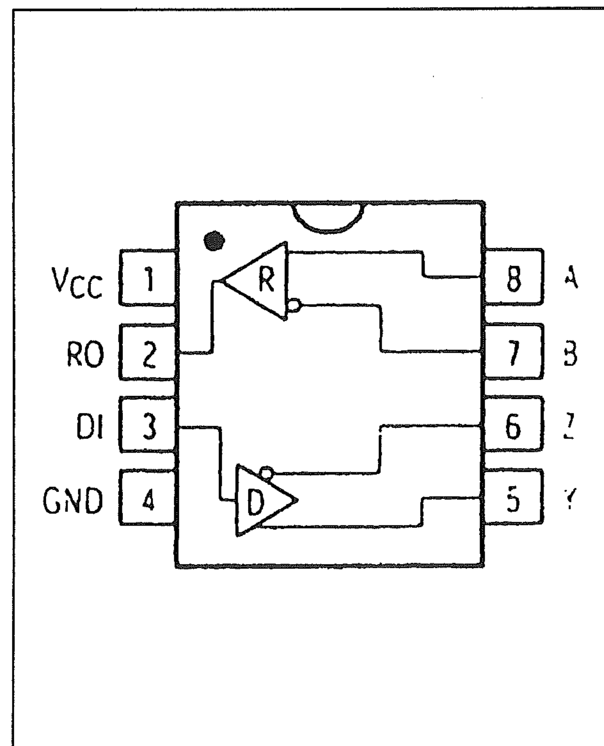
AM26LS32AC quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver



MAX3080 RS-485/RS-422 transceiver

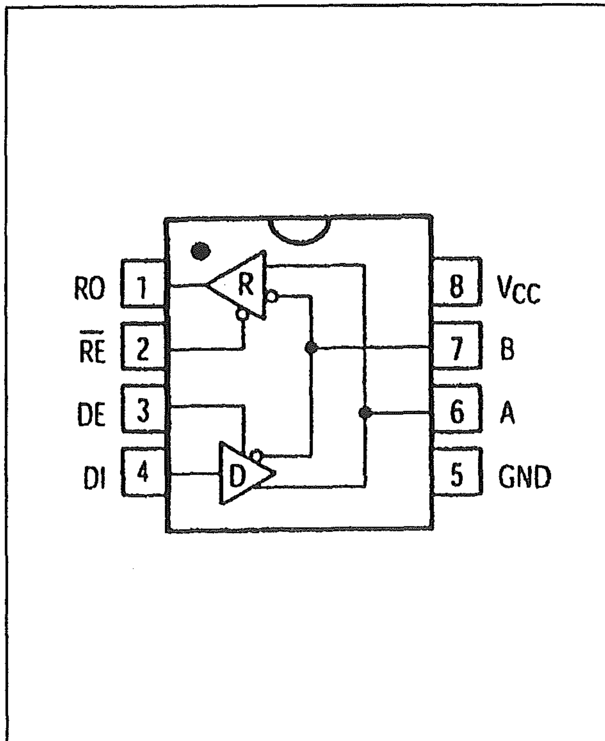


AM26LS33AC quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver

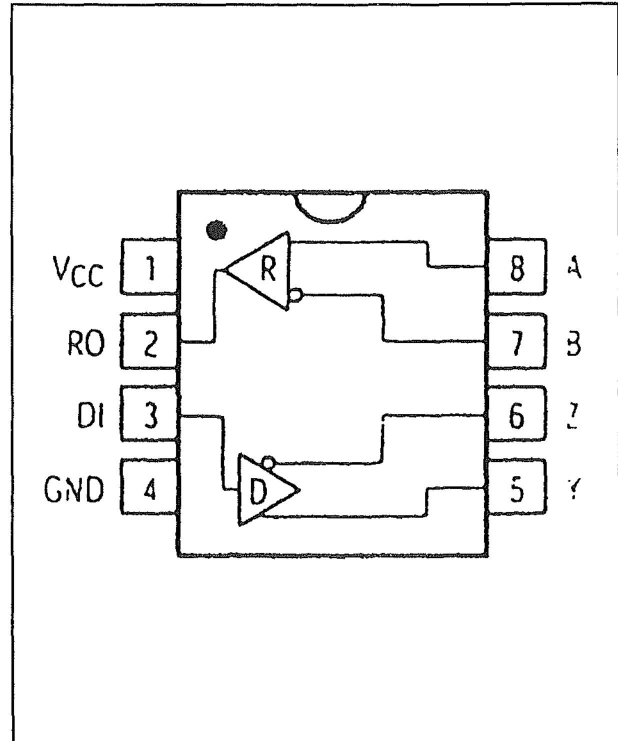


MAX3081 RS-485/RS-422 transceiver

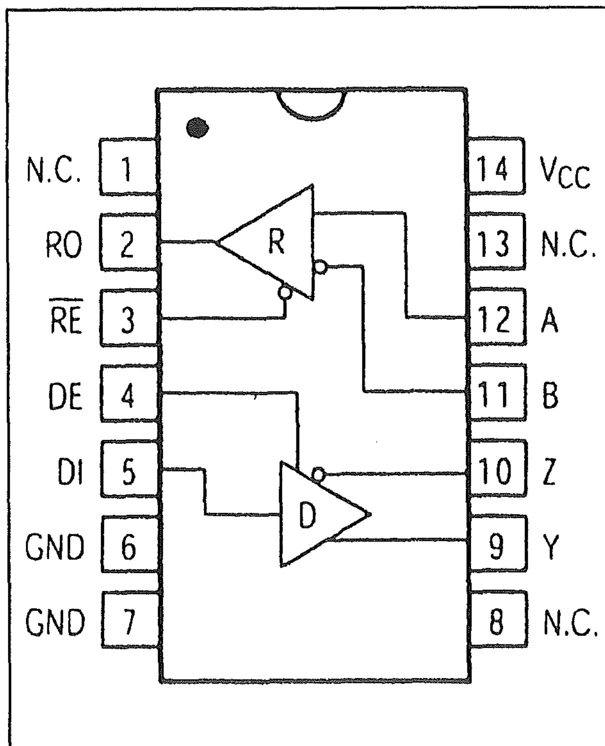
6.11 Line-drivers en -receivers



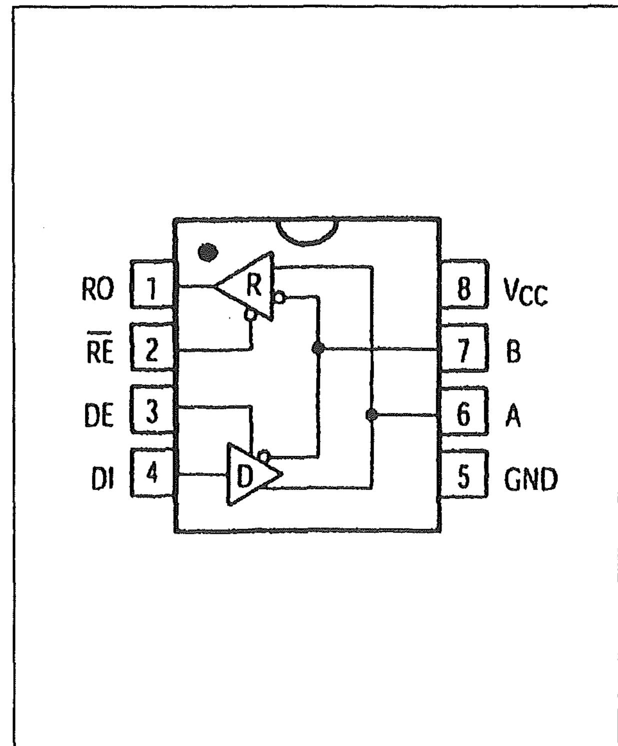
MAX3082 RS-485/RS-422 transceiver



MAX3084 RS-485/RS-422 transceiver

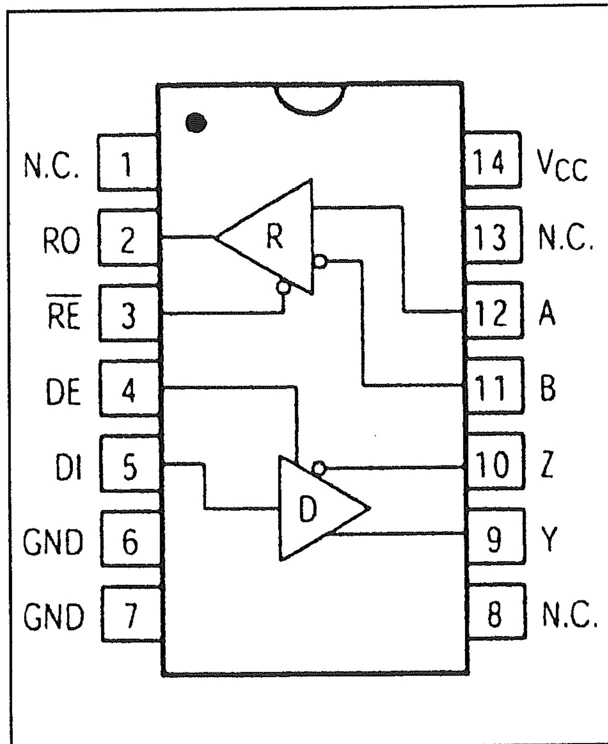


MAX3083 RS-485/RS-422 transceiver

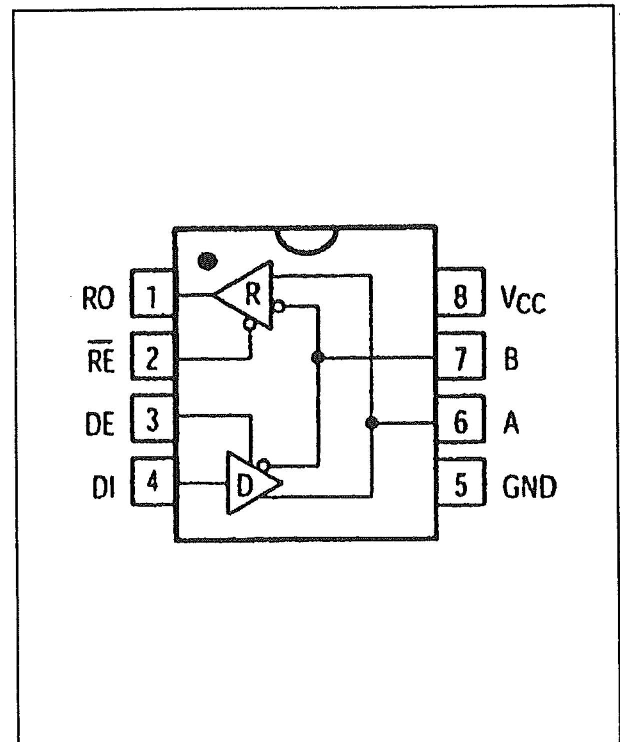


MAX3085 RS-485/RS-422 transceiver

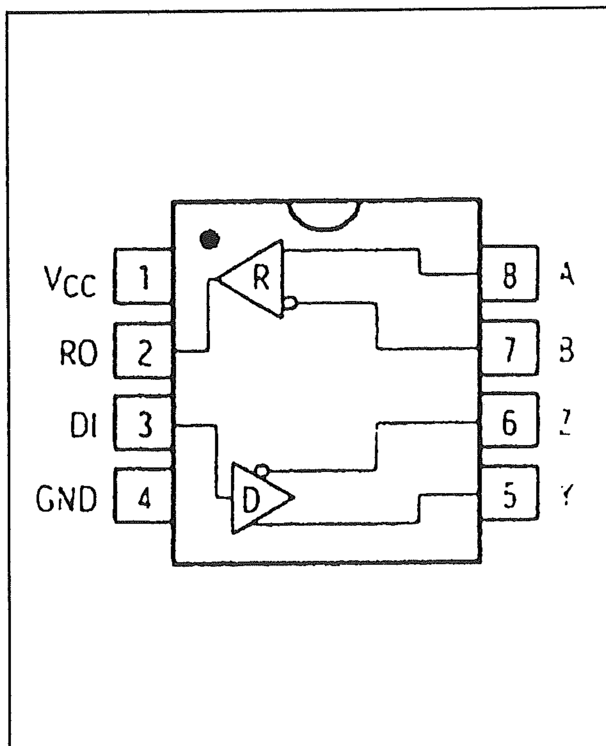
6.11 Line-drivers en -receivers



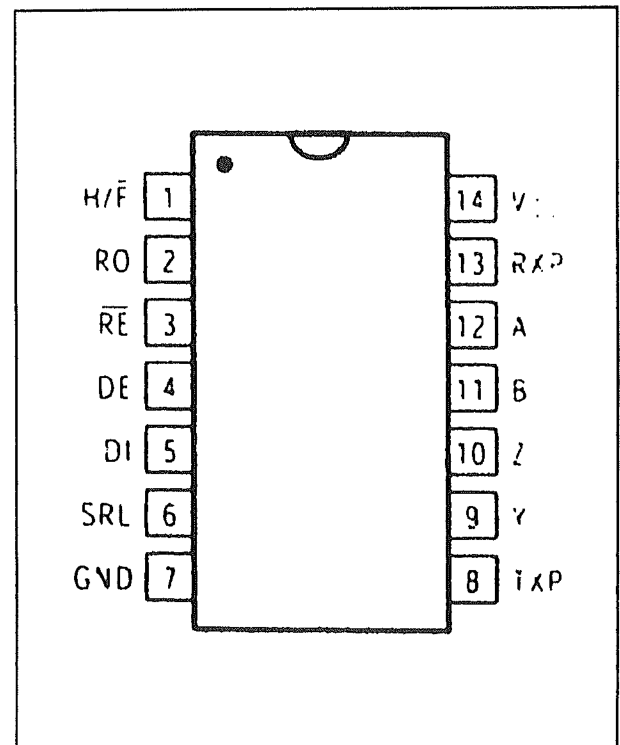
MAX3086 RS-485/RS-422 transceiver



MAX3088 RS-485/RS-422 transceiver

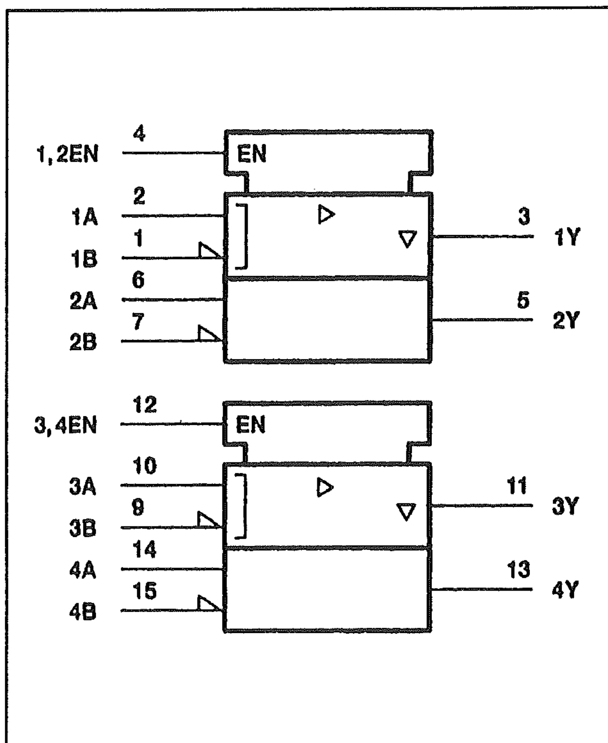


MAX3087 RS-485/RS-422 transceiver

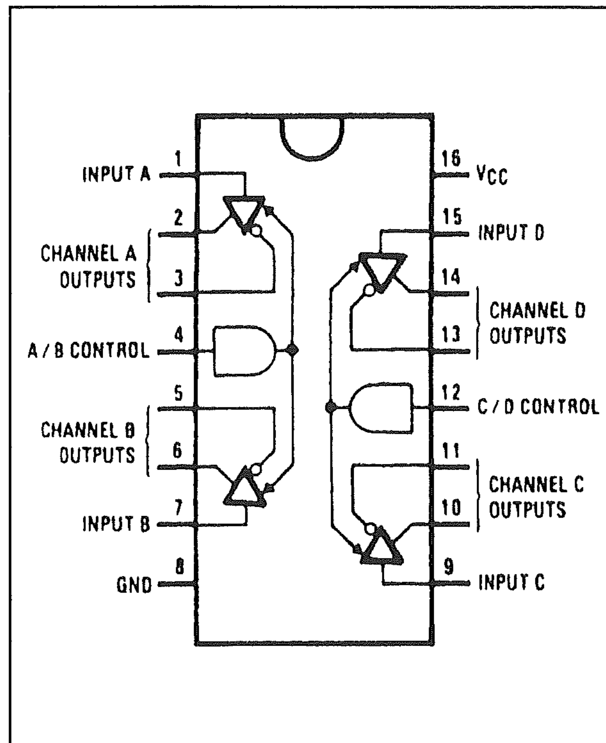


MAX3089 RS-485/RS-422 transceiver

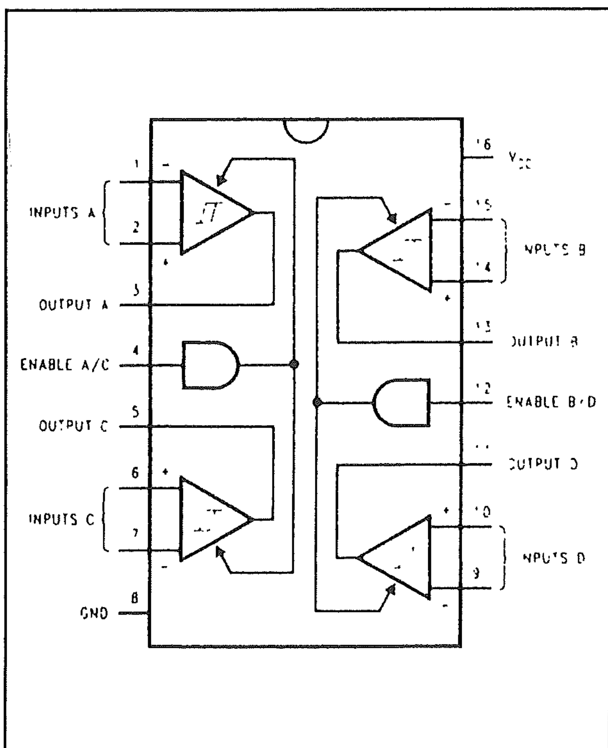
6.11 Line-drivers en -receivers



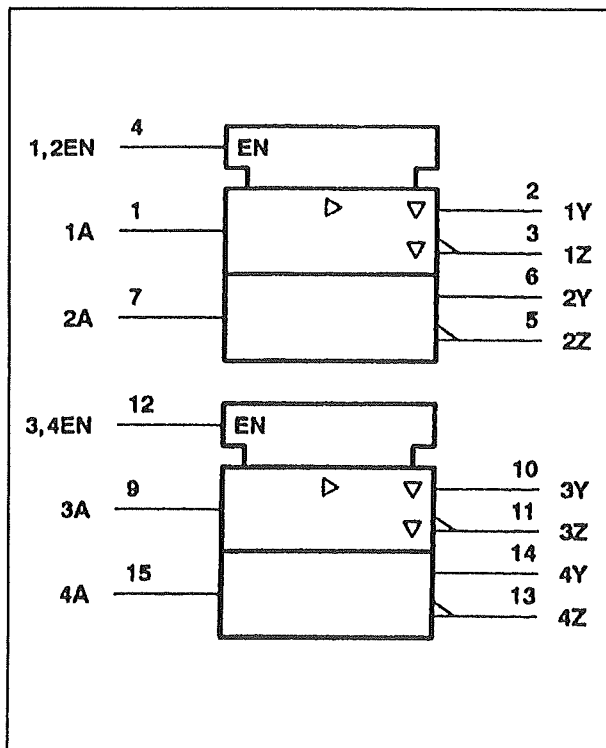
MC3486 quad RS-422A/RS-423 lijn-receiver



DS34C87T quad RS-422A lijn-driver

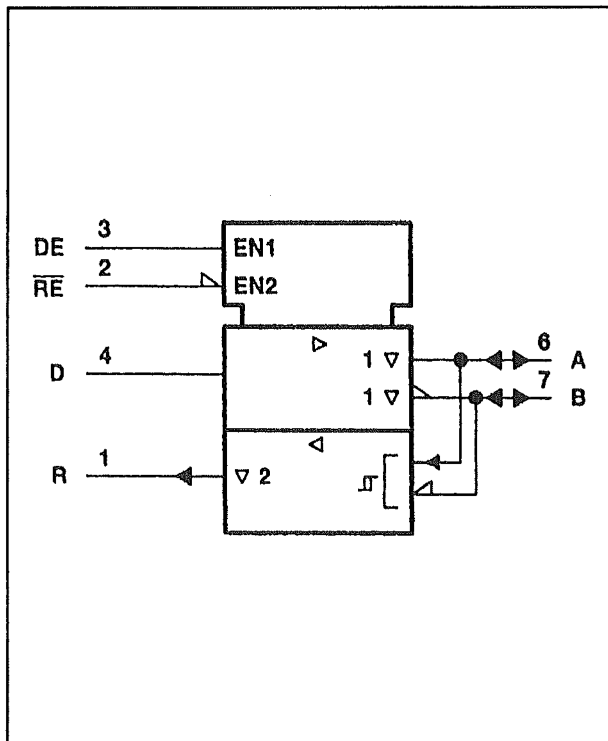


DS34C86T quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver

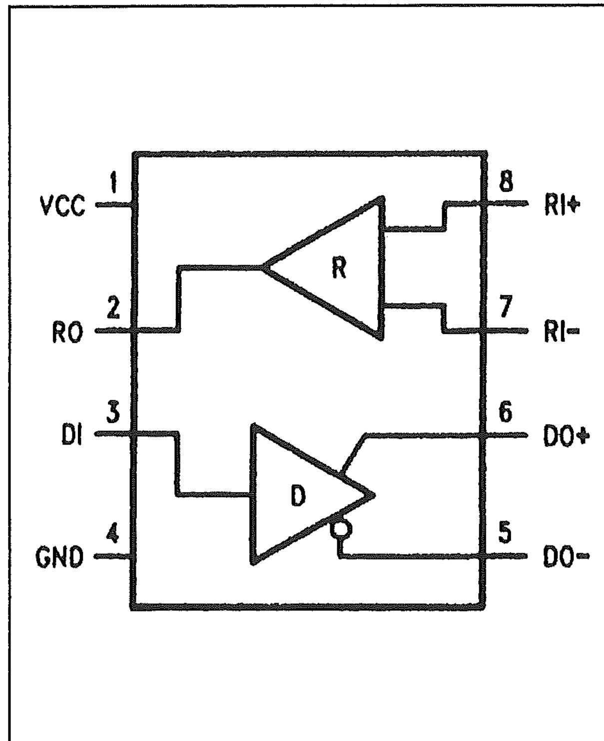


MC3487 quad RS-422A lijn-driver

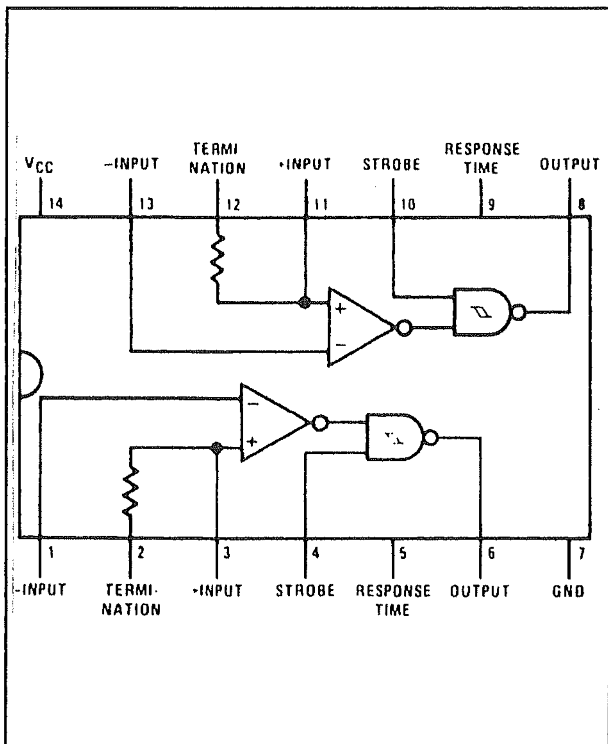
6.11 Line-drivers en -receivers



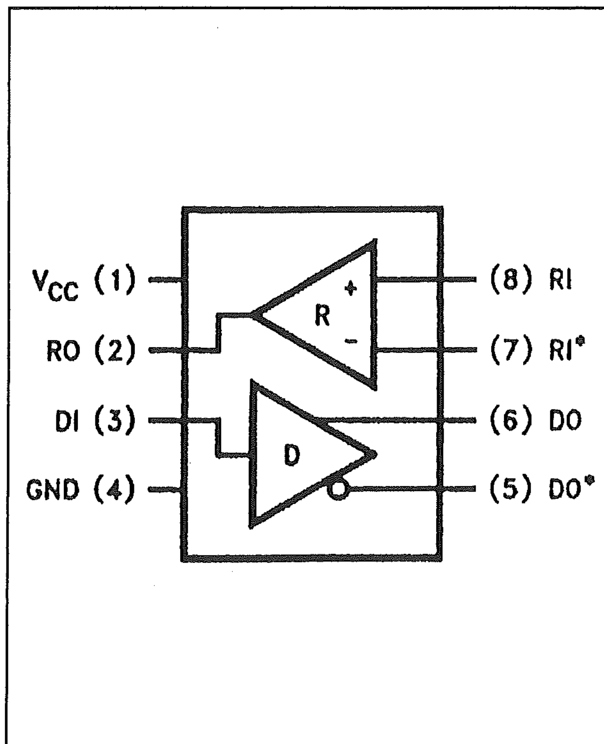
TL3695 RS-485/RS-422B transceiver



DS8921(A) RS-422 lijn-driver/receiver

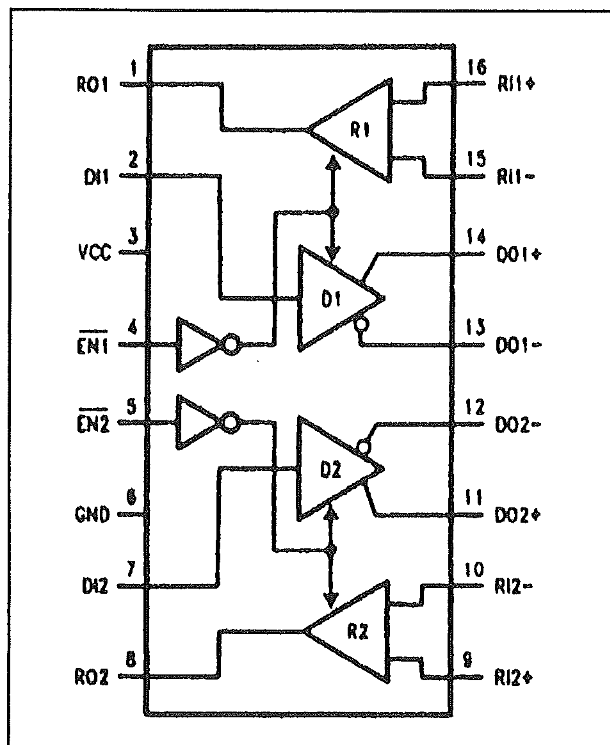


DS88C20 dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

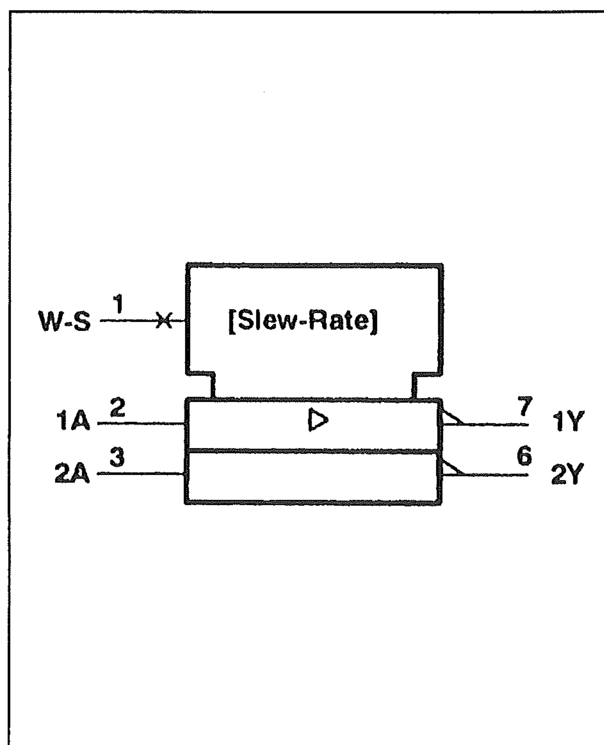


DS89C21 RS-422 lijn-driver/receiver

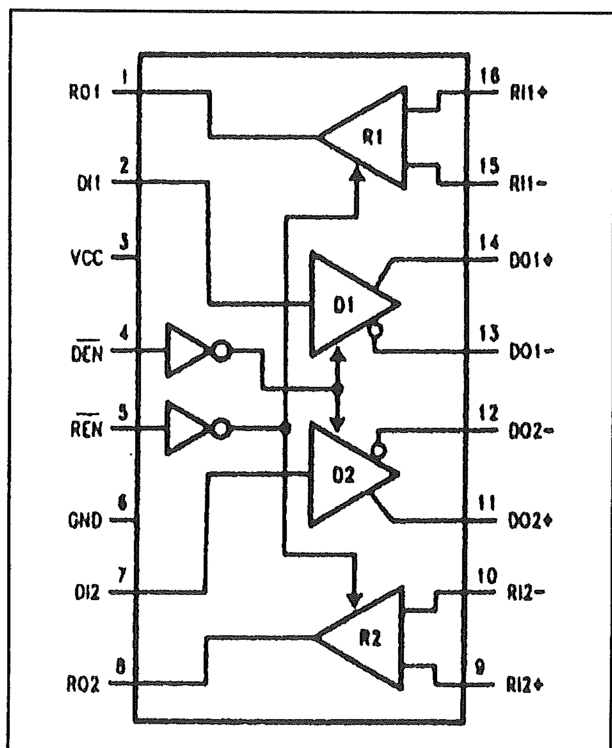
6.11 Line-drivers en -receivers



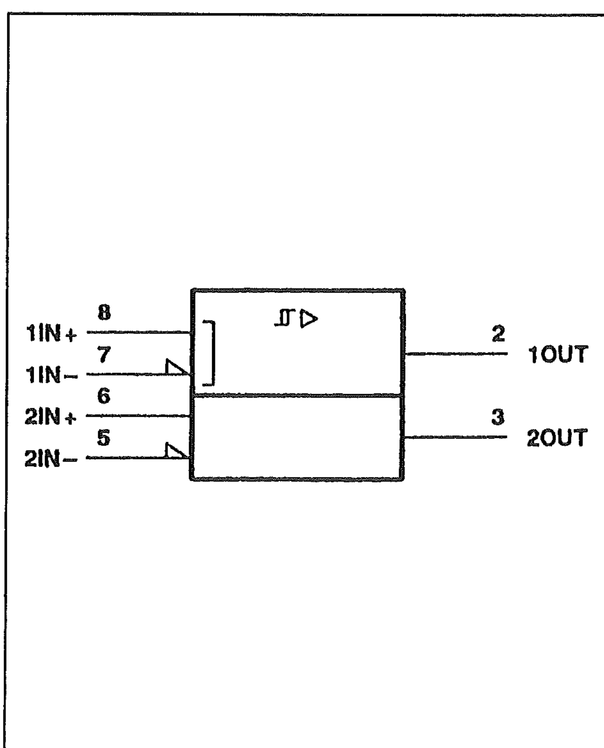
DS8922(A) dual RS-422 lijn-driver/receiver



uA9636AC dual RS-423A/RS-232C lijn-driver

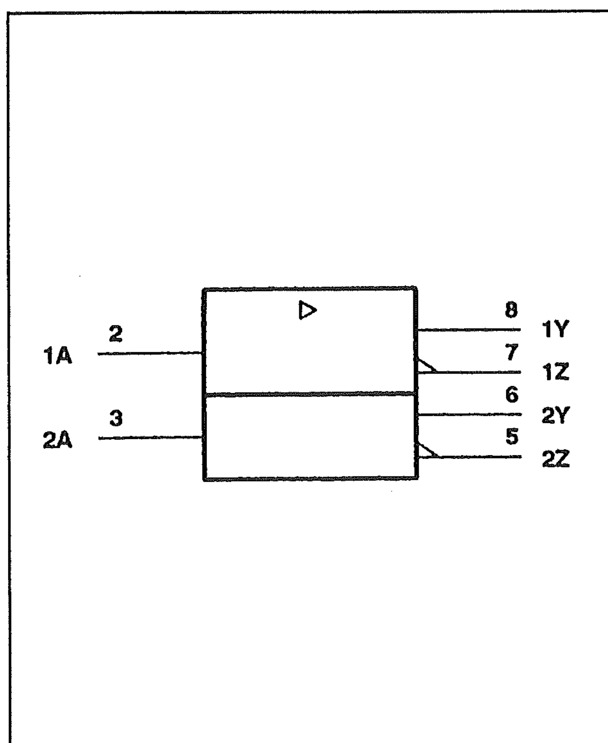


DS8923(A) dual RS-422 lijn-driver/receiver

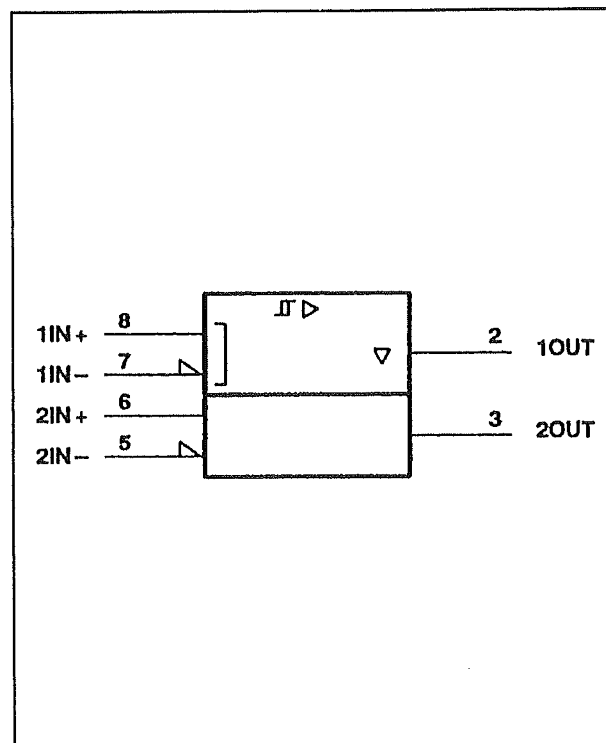


uA9637AC dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

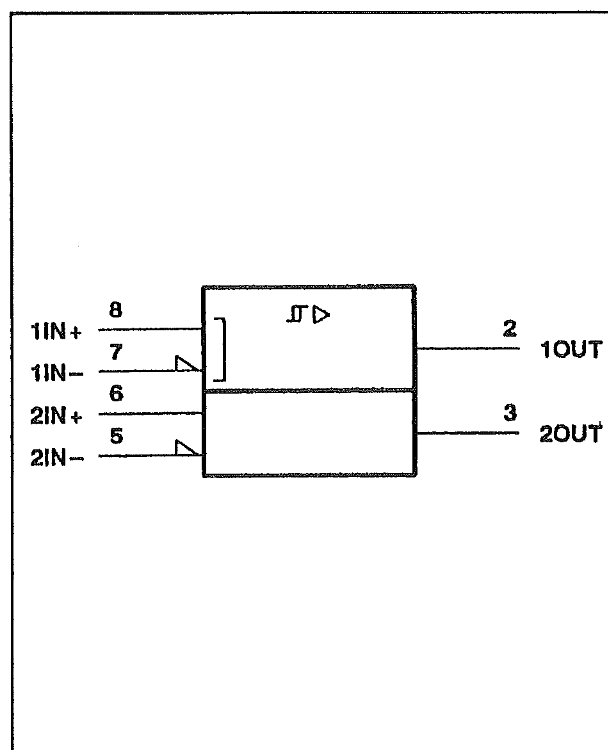
6.11 Line-drivers en -receivers



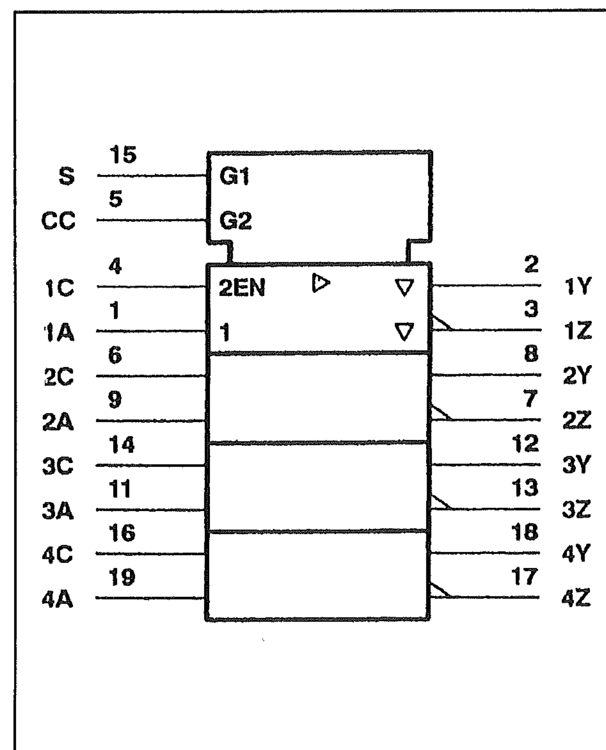
uA9638C dual RS-422A lijn-driver



SN75146 dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

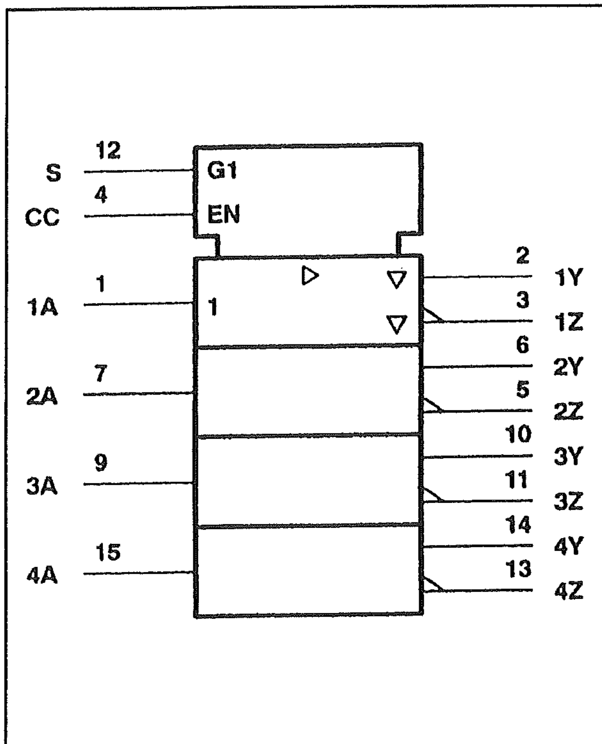


uA9639C dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

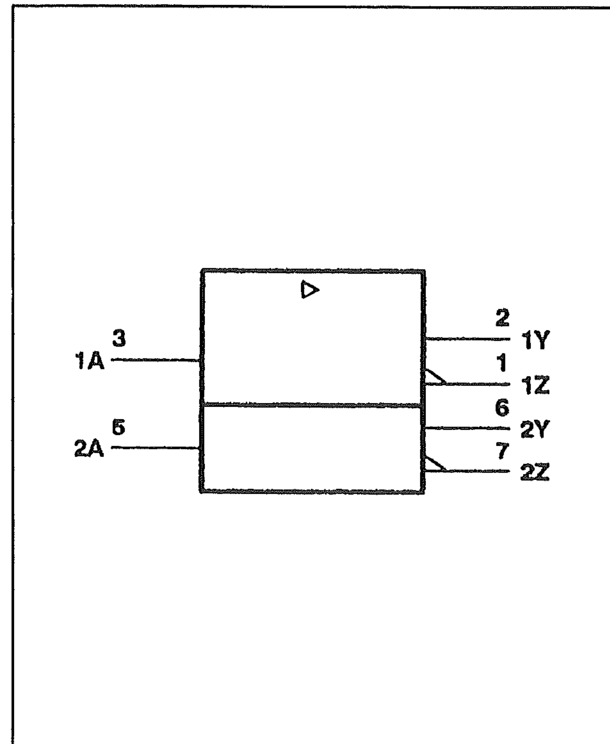


SN75151 quad RS-422A lijn-driver

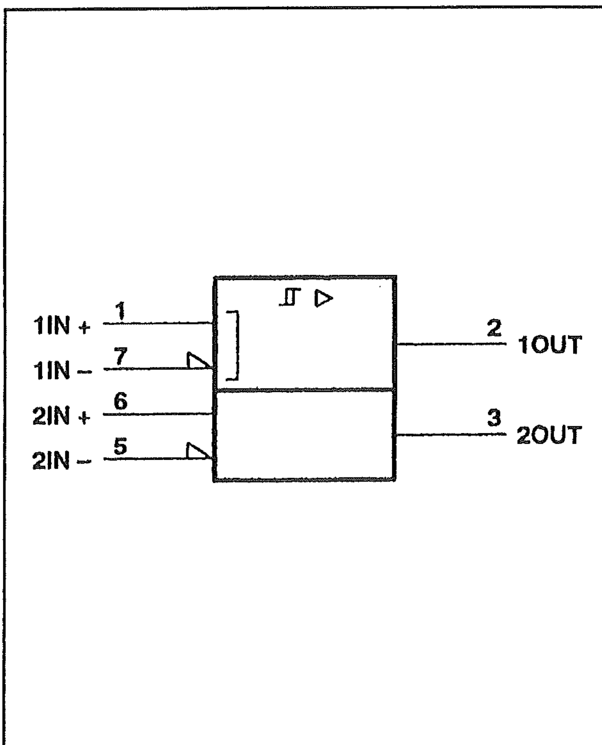
6.11 Line-drivers en -receivers



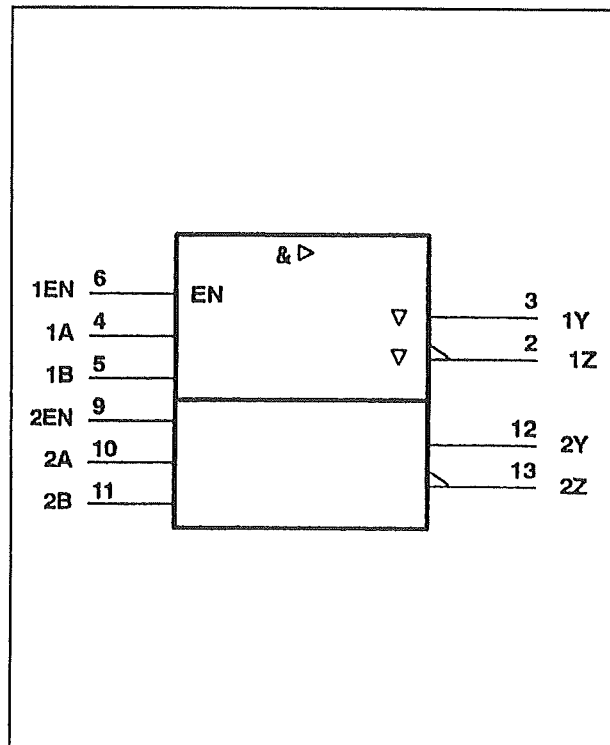
SN75153 quad RS-422A lijn-driver



SN75158 dual RS-422A lijn-driver

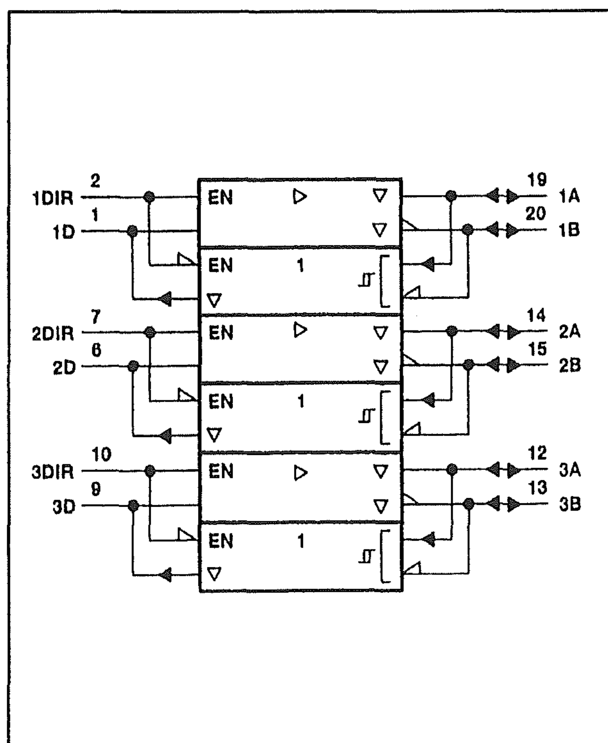


SN75157 dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

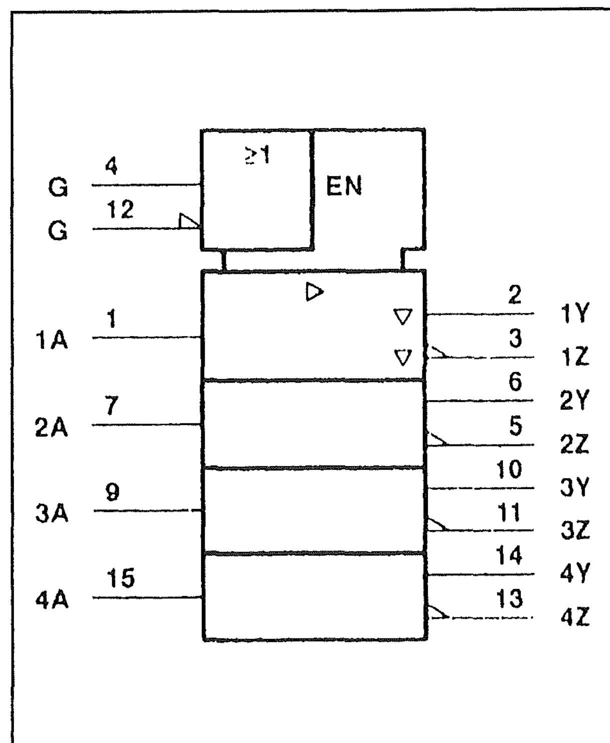


SN75159 dual RS-422A lijn-driver

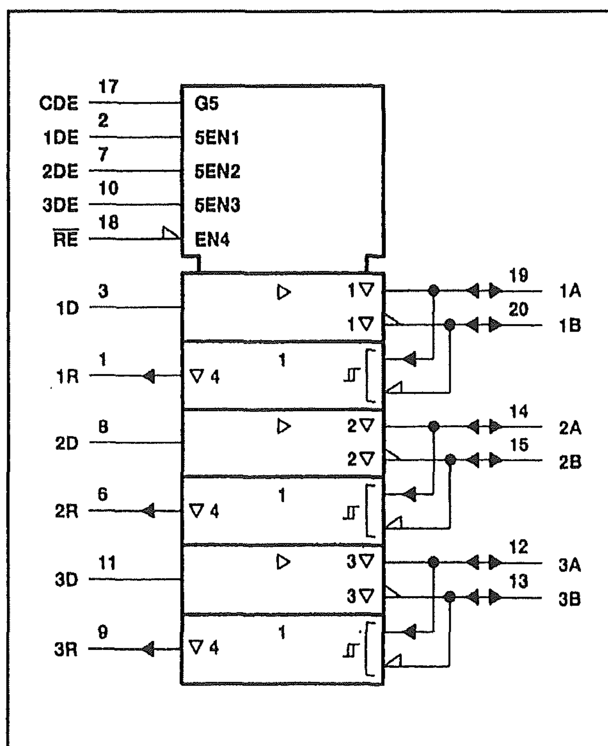
6.11 Line-drivers en -receivers



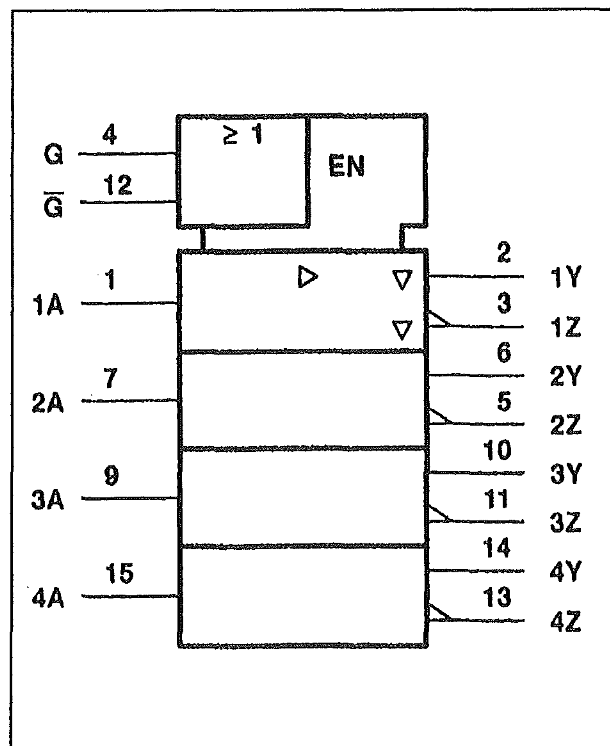
SN75ALS170(A) triple RS-485/RS-422B transceiver



SN75LBC172 quad RS-485 lijn-driver

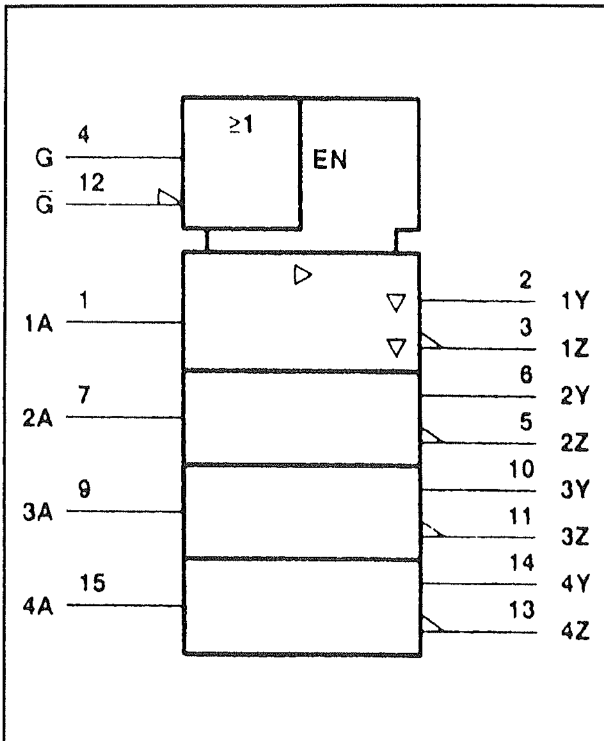


SN75ALS171(A) triple RS-485/RS-422B transceiver

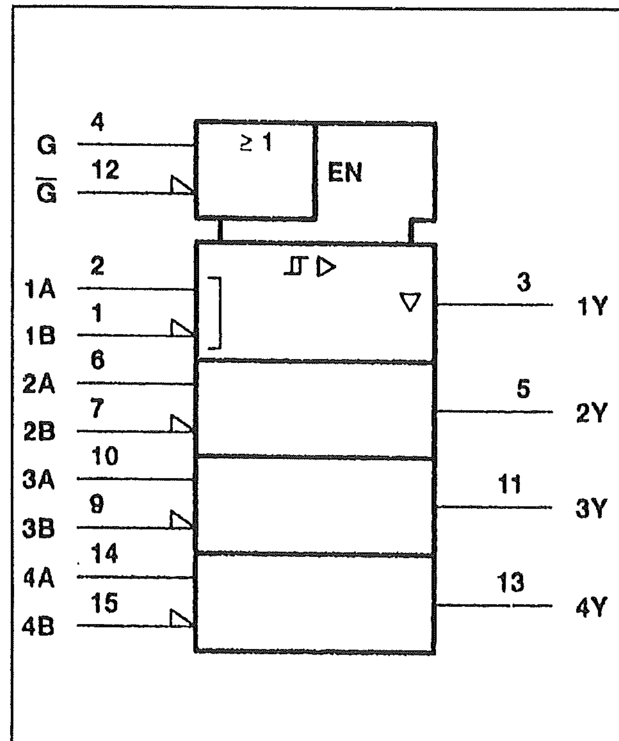


SN75ALS172A quad RS-485/RS-422B lijn-driver

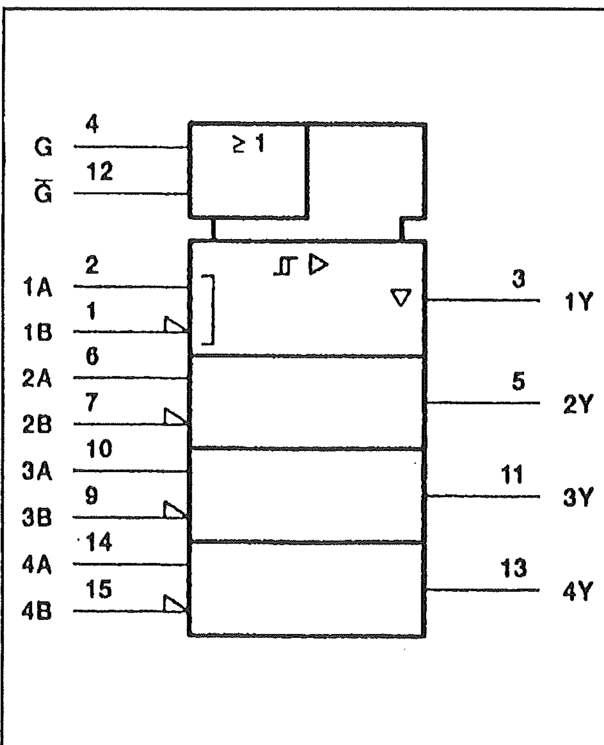
6.11 Line-drivers en -receivers



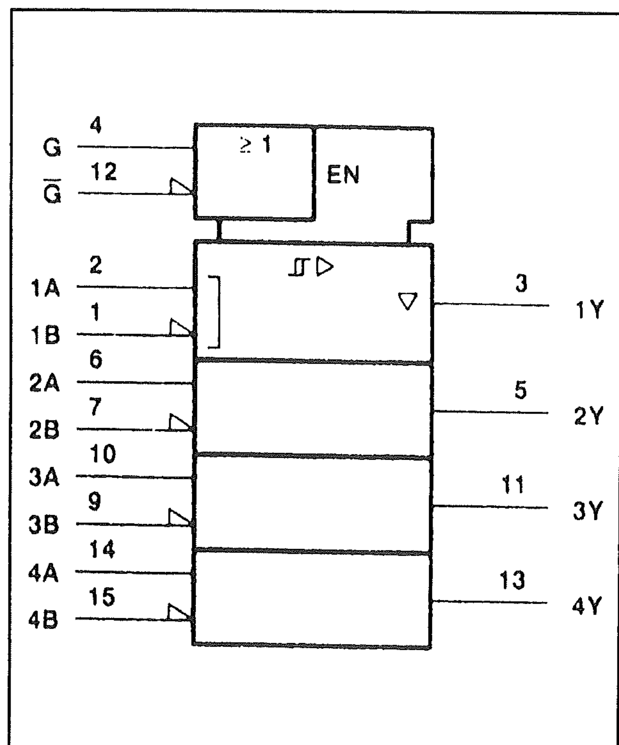
SN75172 quad RS-485/RS-422B lijn-driver



SN75ALS173 quad RS-485/RS-422B lijn-receiver

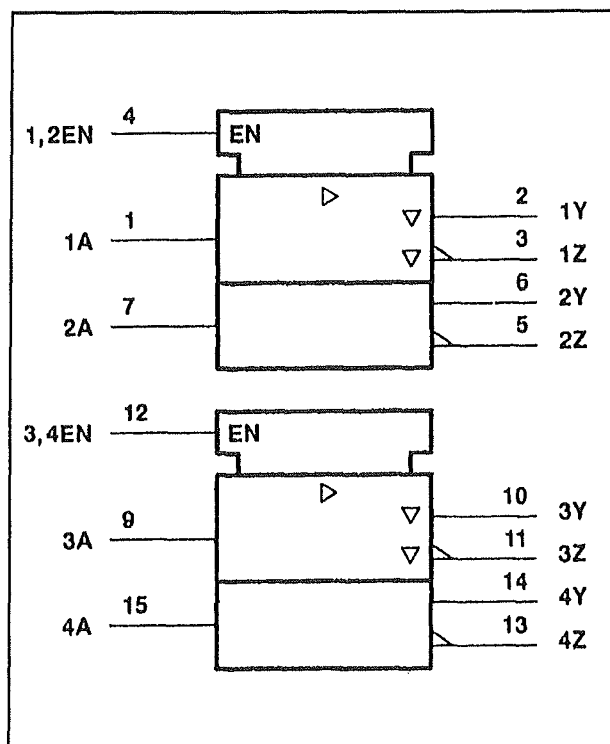


SN75LBC173 quad RS-485/422B/423B lijn-receiver

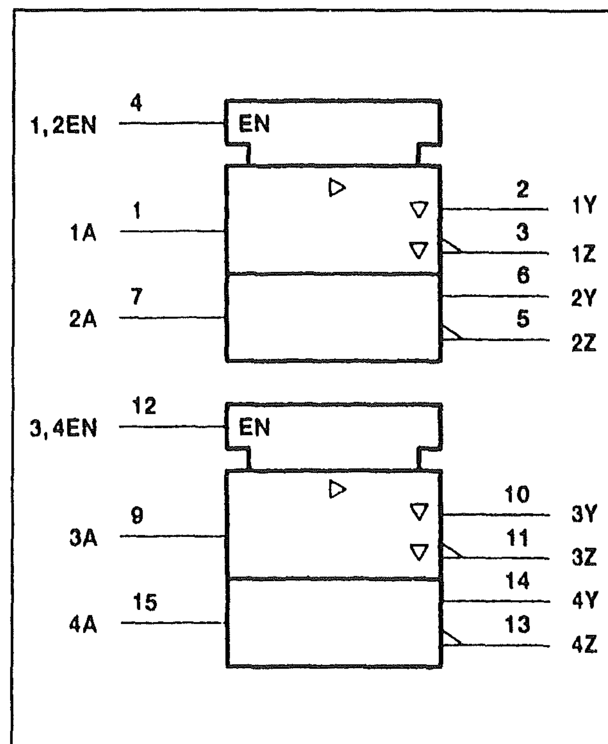


SN75173 quad RS-485/RS-422B lijn-receiver

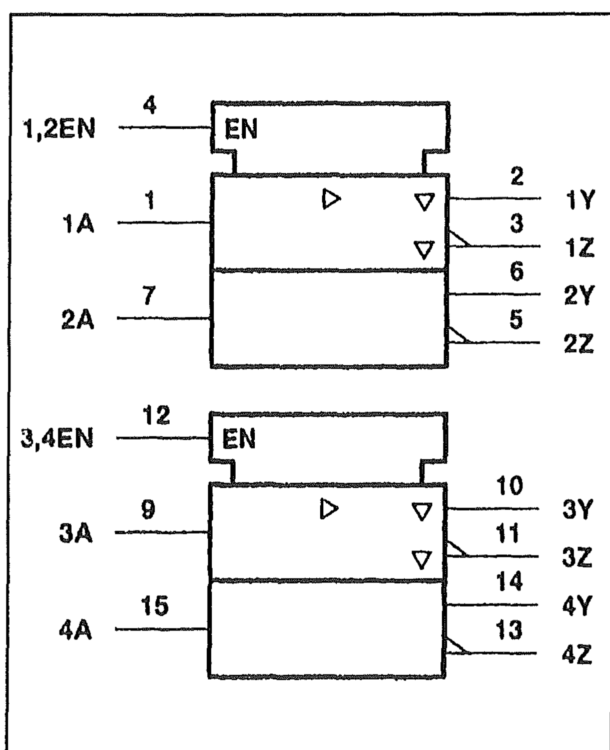
6.11 Line-drivers en -receivers



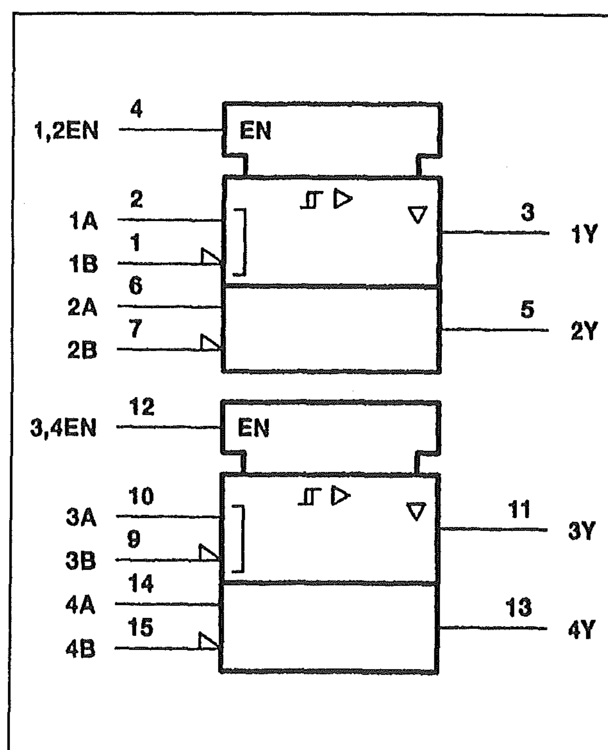
SN75LBC174 quad RS-485 lijn-driver



SN75174 quad RS-485/RS-422B lijn-driver

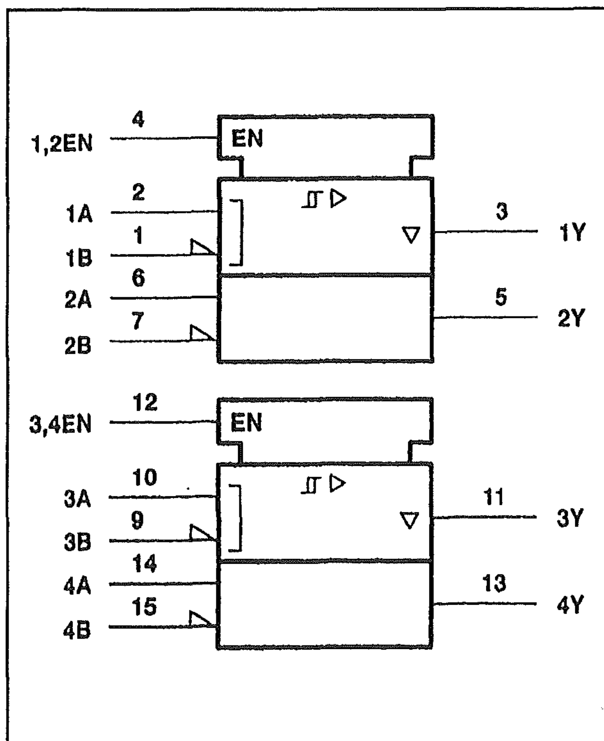


SN75ALS174A quad RS-485/RS-422B lijn-driver

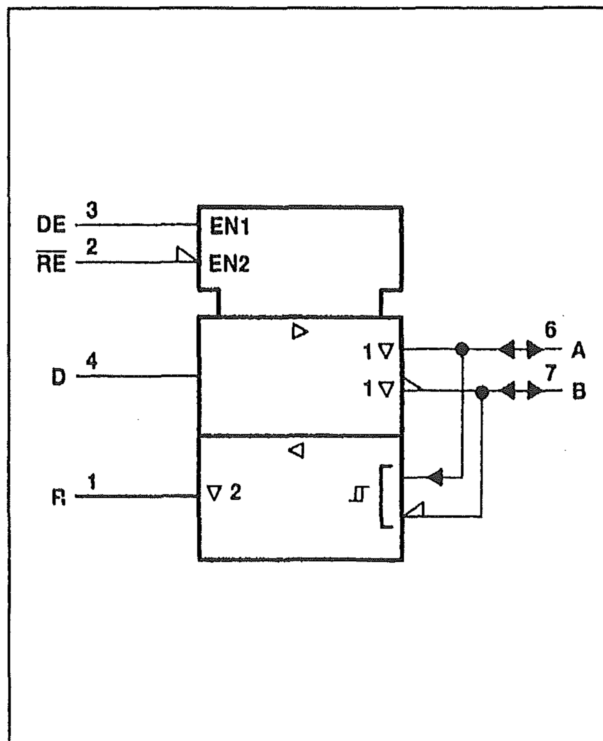


SN75LBC175 quad RS-485/422B/423Alijn-receiver

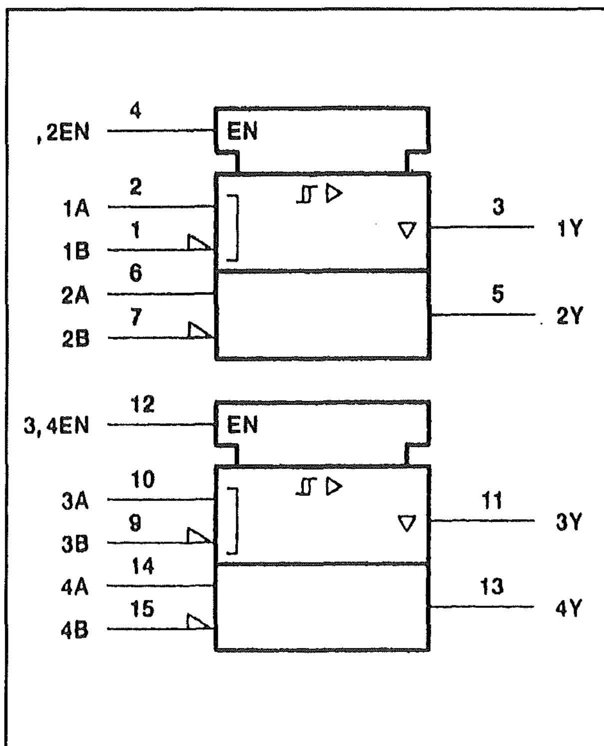
6.11 Line-drivers en -receivers



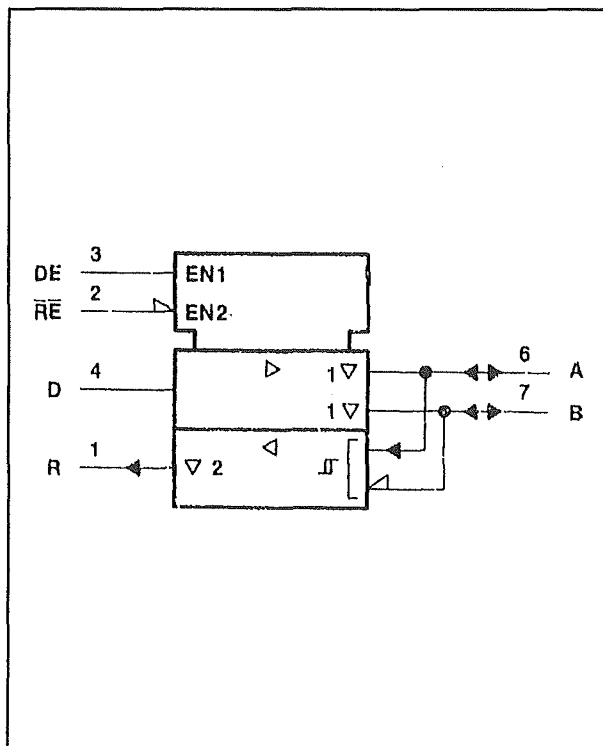
SN75ALS175 quad RS-485/RS-422B lijn-receiver



SN75LBC176 RS-485 transceiver

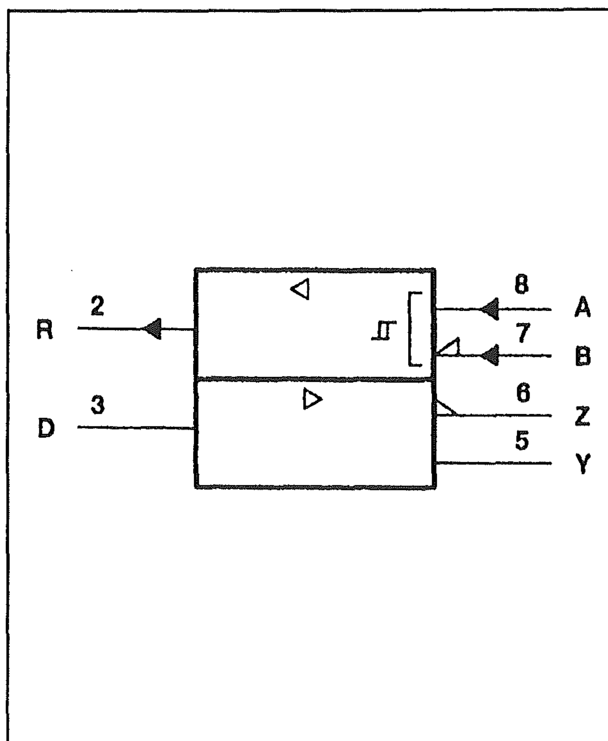


SN75175 quad RS-485/RS-422B lijn-receiver

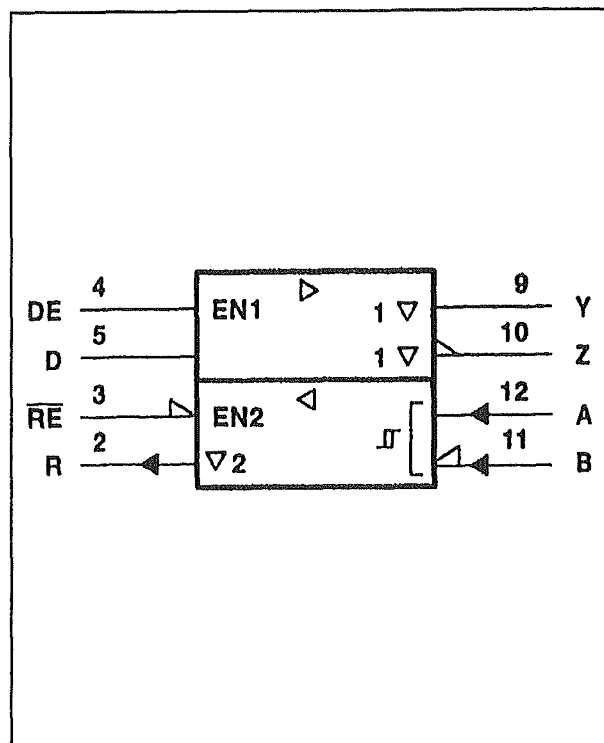


SN75ALS176 RS-485/RS-422B transceiver

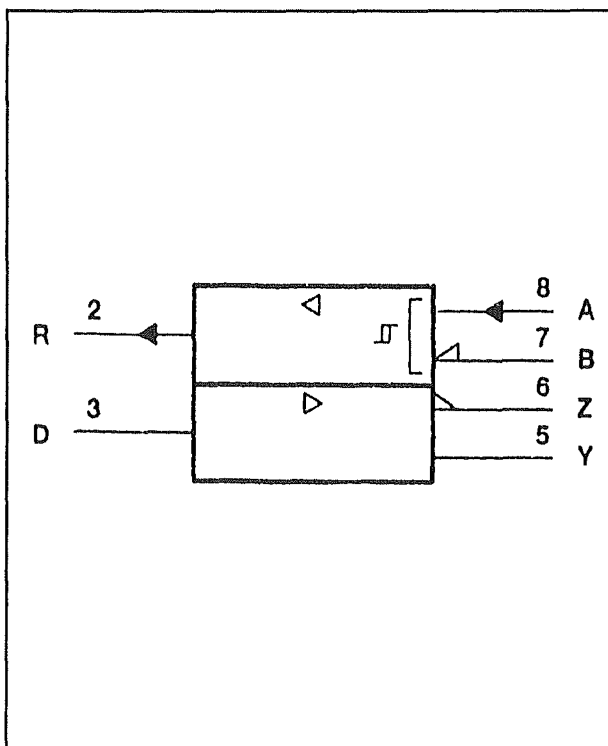
6.11 Line-drivers en -receivers



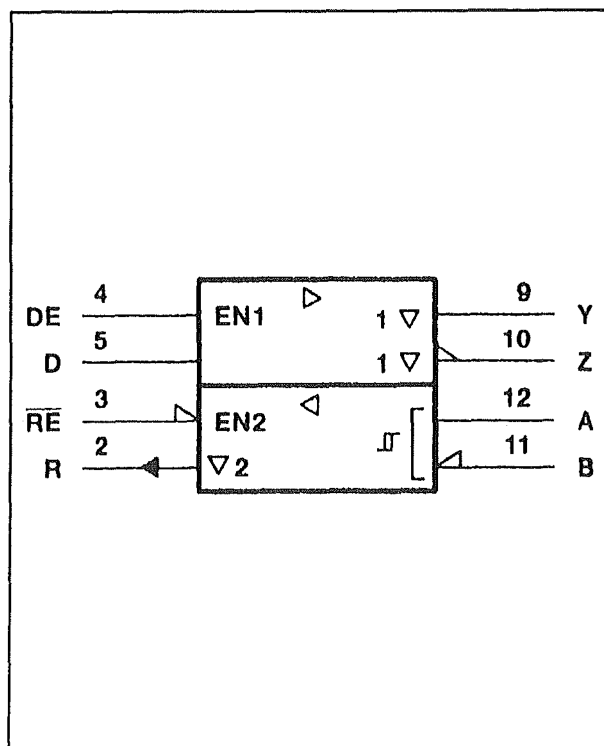
SN75LBC179 RS-485 driver/receiver



SN75LBC180 RS-485 driver/receiver

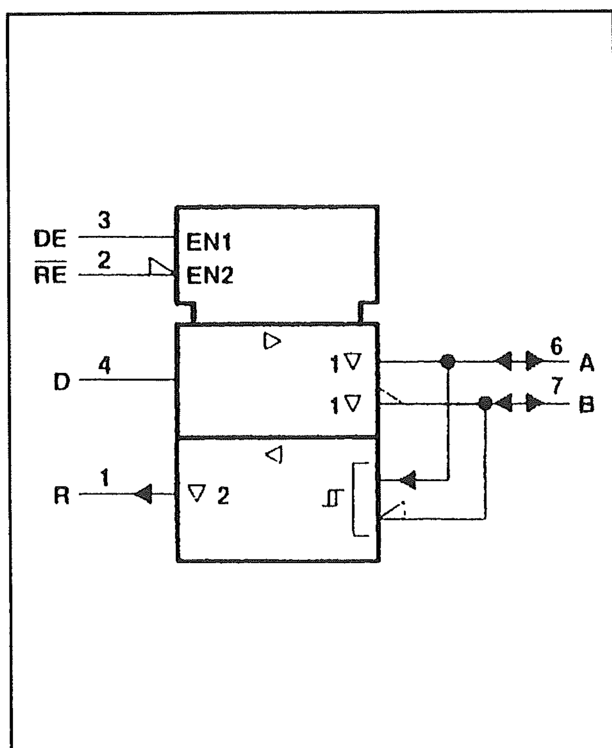


SN75179B RS-485/RS-422B driver/receiver

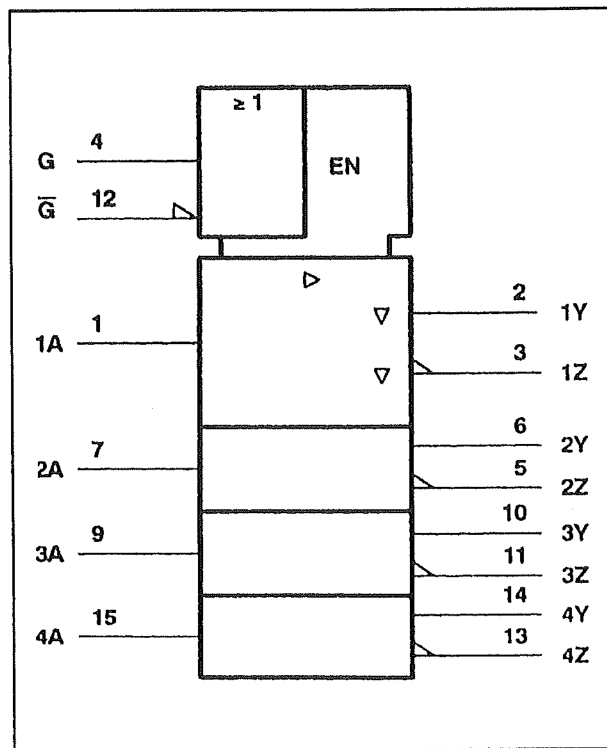


SN75ALS180 RS-485/RS-422B driver/receiver

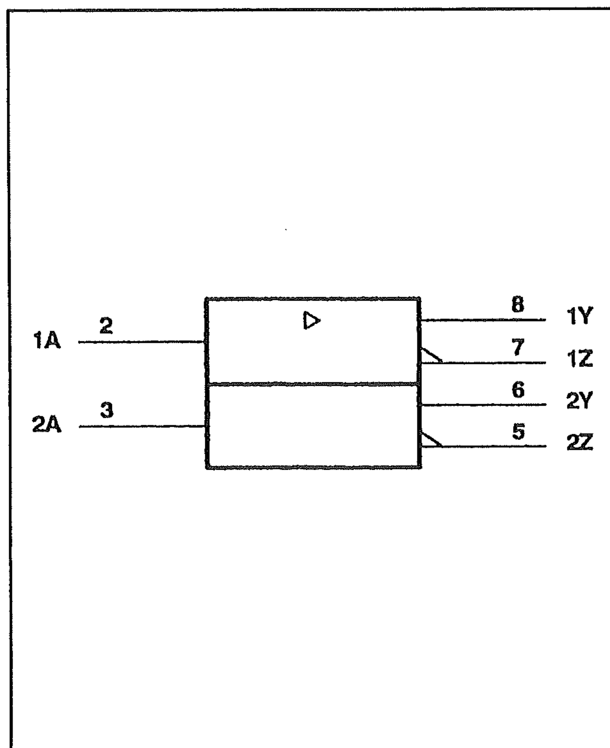
6.11 Line-drivers en -receivers



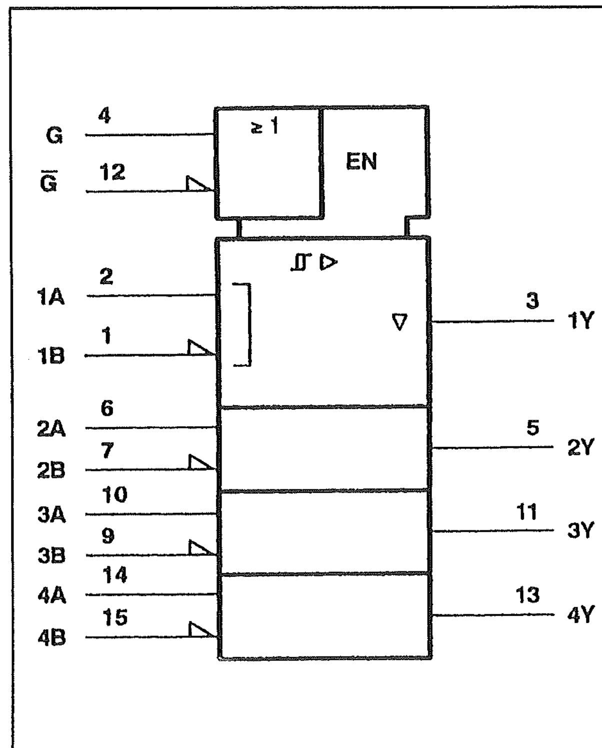
SN75LBC184 RS-485 transceiver met begrenzing



SN75ALS192 quad RS-422A lijn-driver



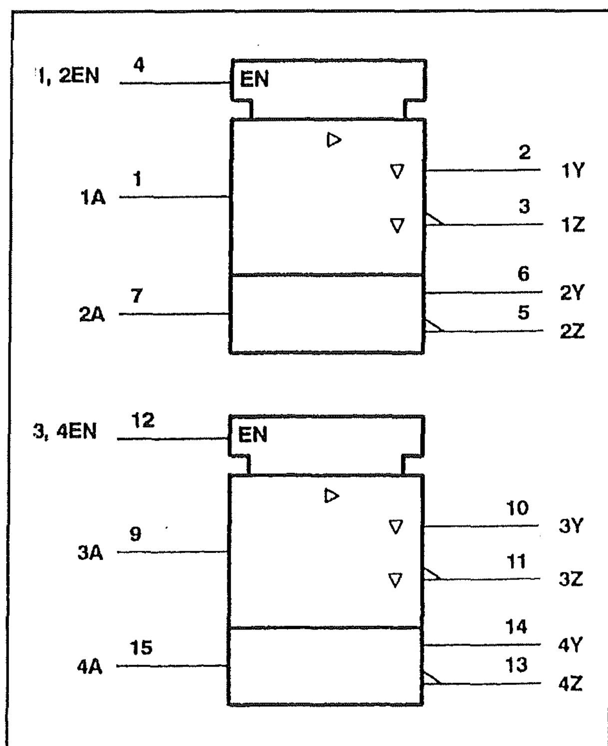
SN75ALS191 dual RS-422A lijn-driver



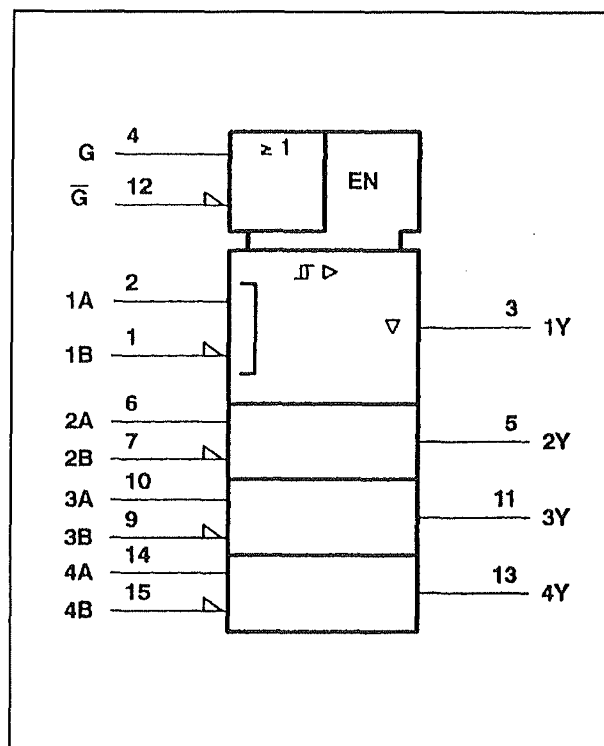
SN75ALS193 quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver

(wordt vervolgd)

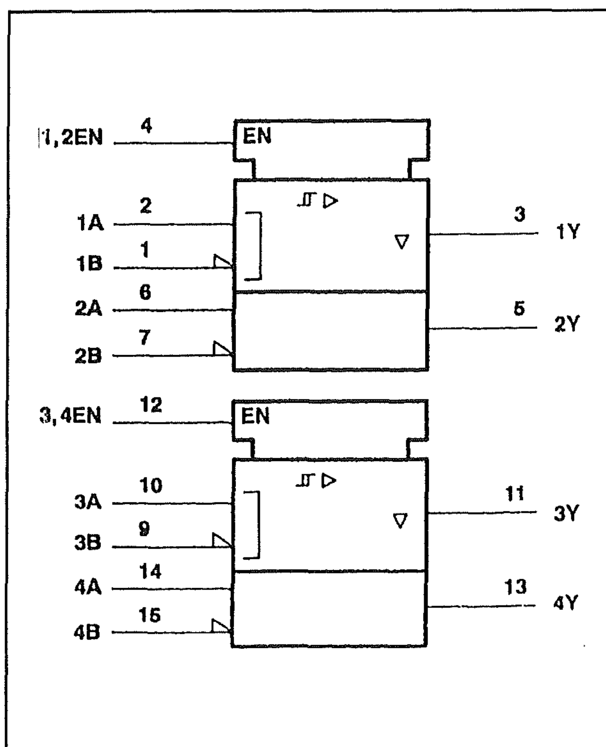
6.11 Line-drivers en -receivers



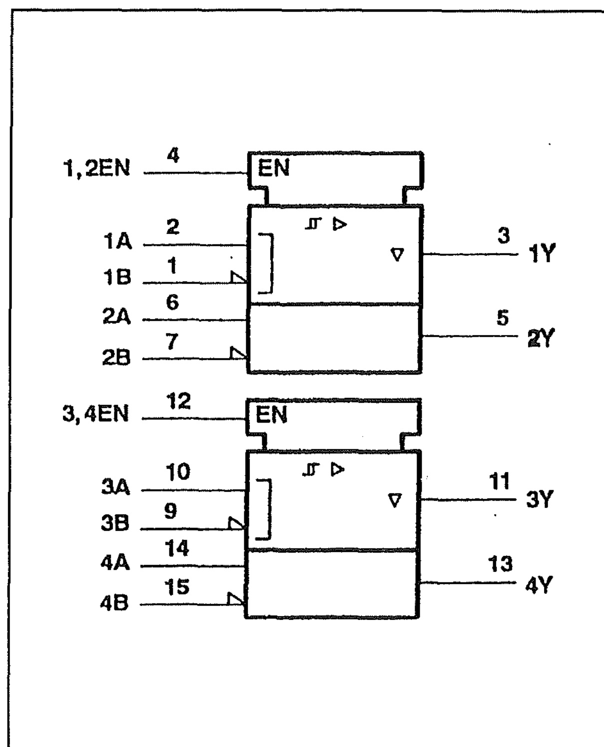
SN75ALS194 quad RS-422A lijn-driver



SN75ALS197 quad RS-422A lijn-receiver

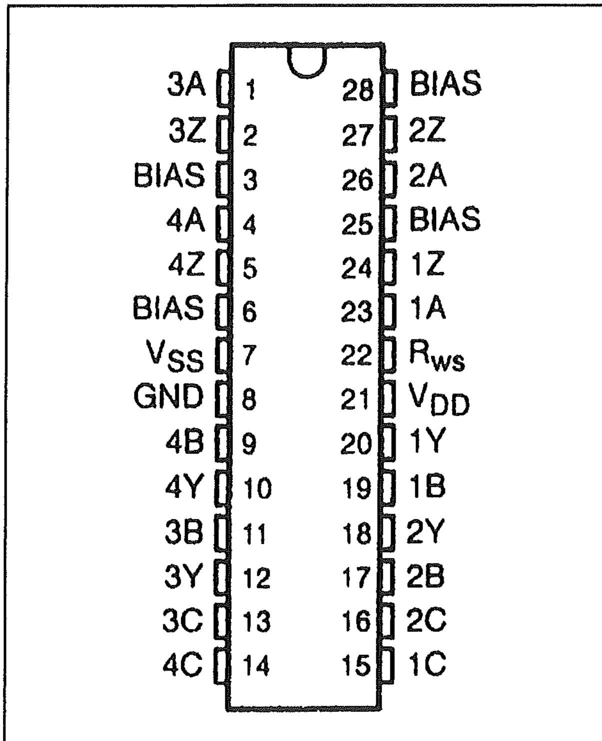


SN75ALS195 quad RS-422A/RS-423A lijn-receiver

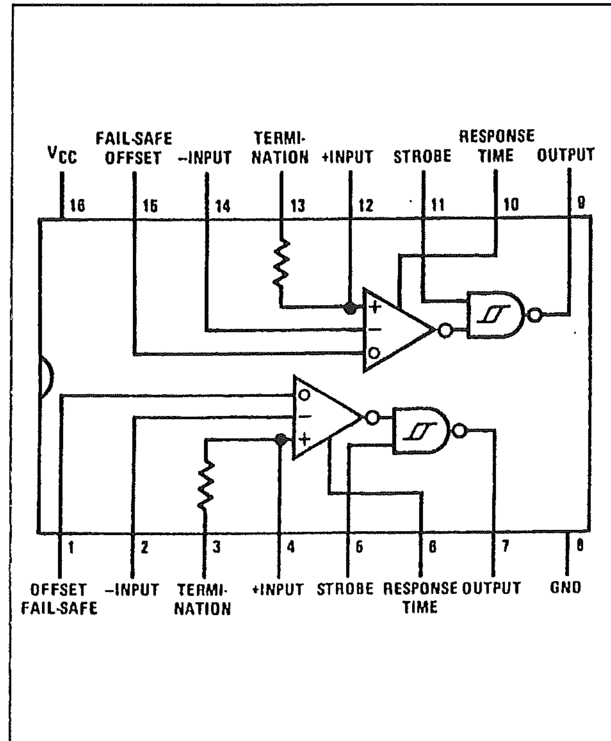


SN75ALS199 quad RS-422A lijn-receiver

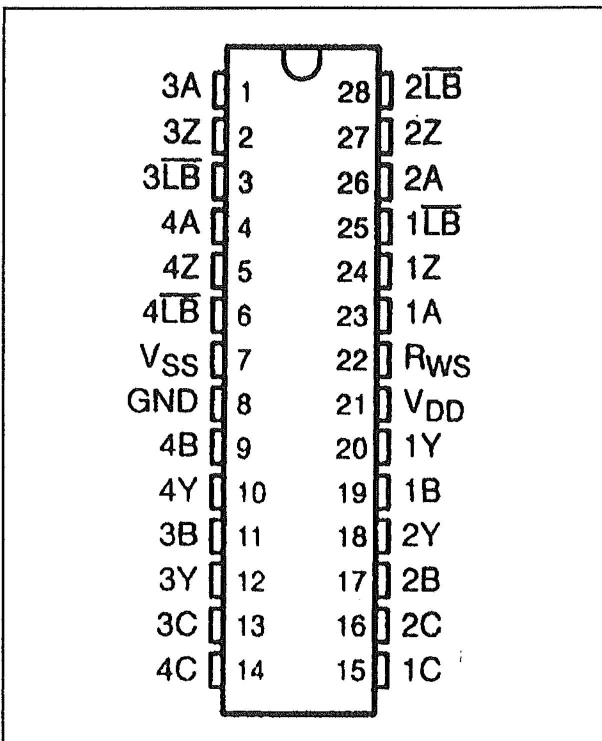
6.11 Line-drivers en -receivers



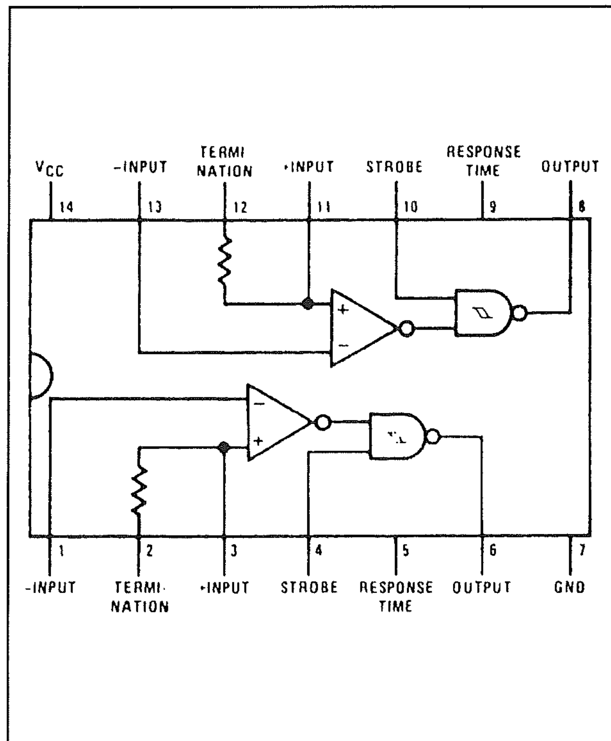
SN75LBC784 quad RS-423B lijn-driver/receiver



DS88LS120 dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

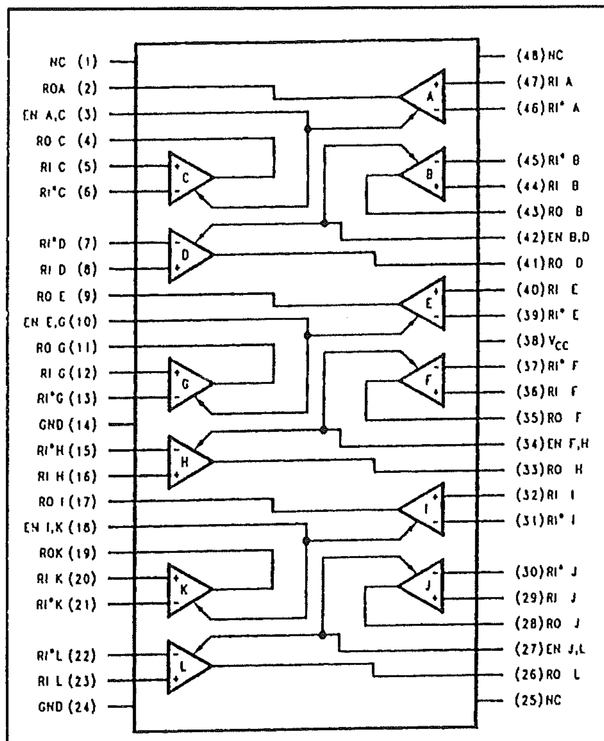


SN75LBC786 quad RS-423B lijn-driver/receiver

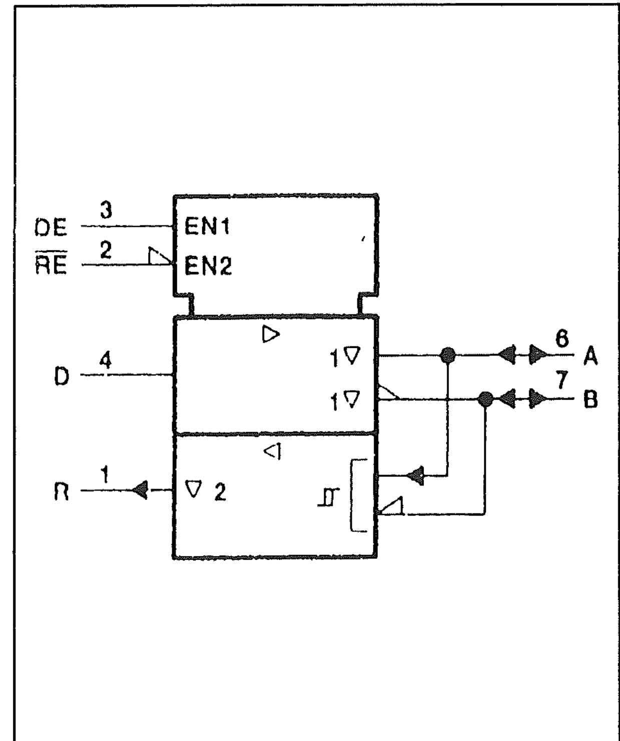


DS88C120 dual RS-422A/RS-423A lijn-receiver

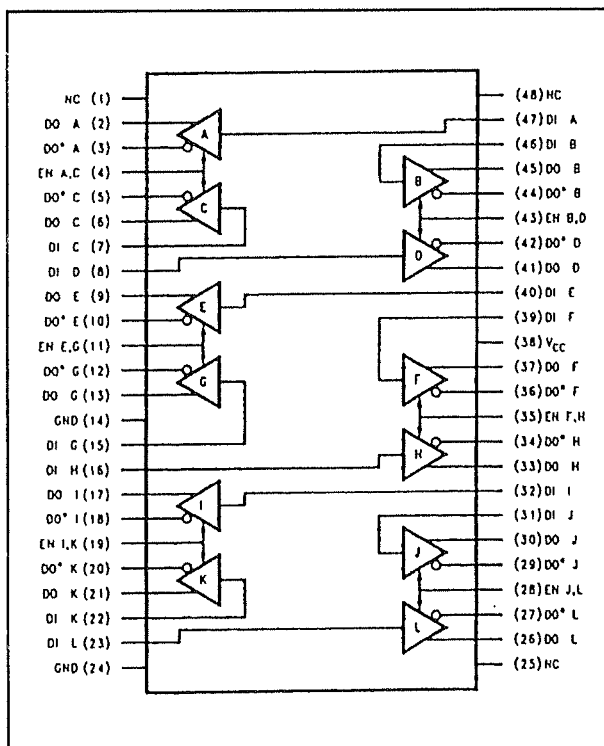
6.11 Line-drivers en -receivers



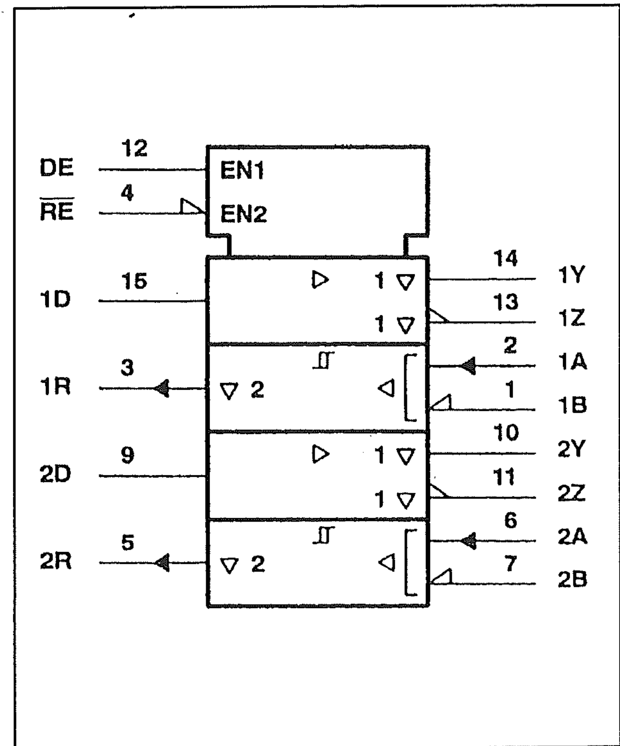
DS89C386 twaalf RS-422 lijn-receivers



SN95176B RS-485/RS-422A transceiver

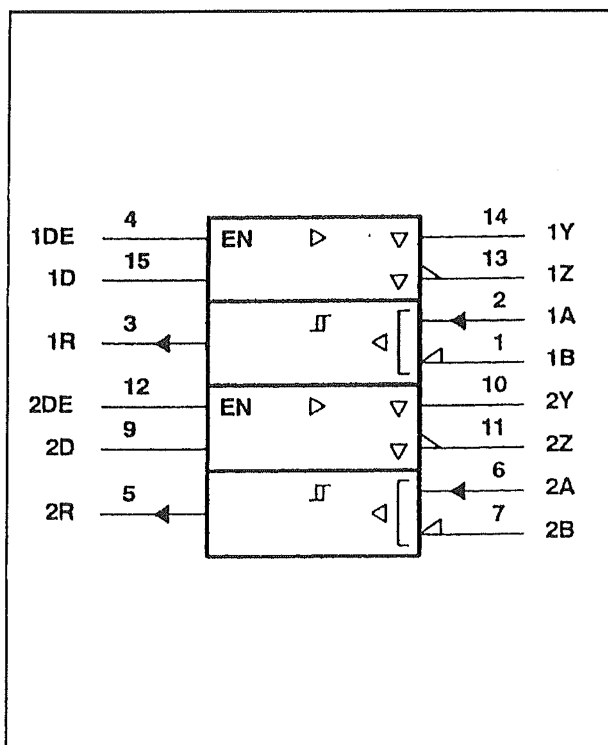


DS89C387 twaalf RS-422 lijn-drivers

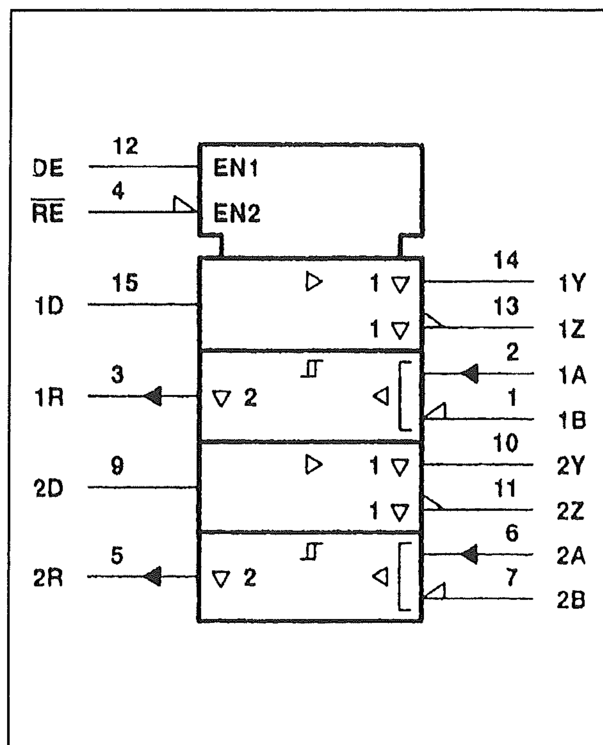


SN75C1167 dual RS-422 lijn-driver/receiver

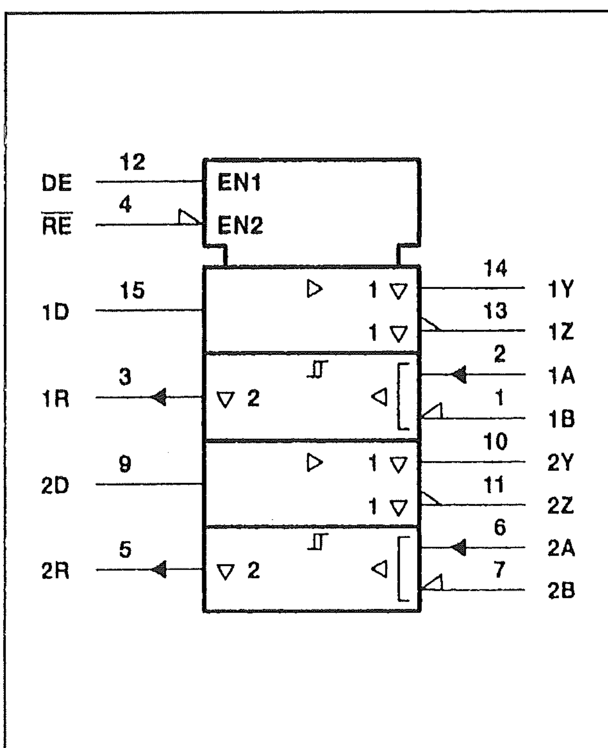
6.11 Line-drivers en -receivers



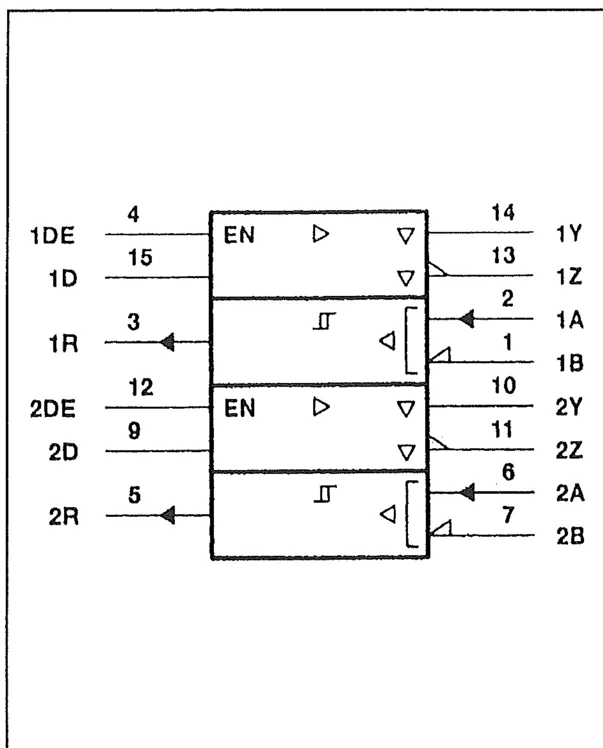
SN75C1168 dual RS-422 lijn-driver/receiver



SN751177 dual RS-485/RS-422B driver/receiver

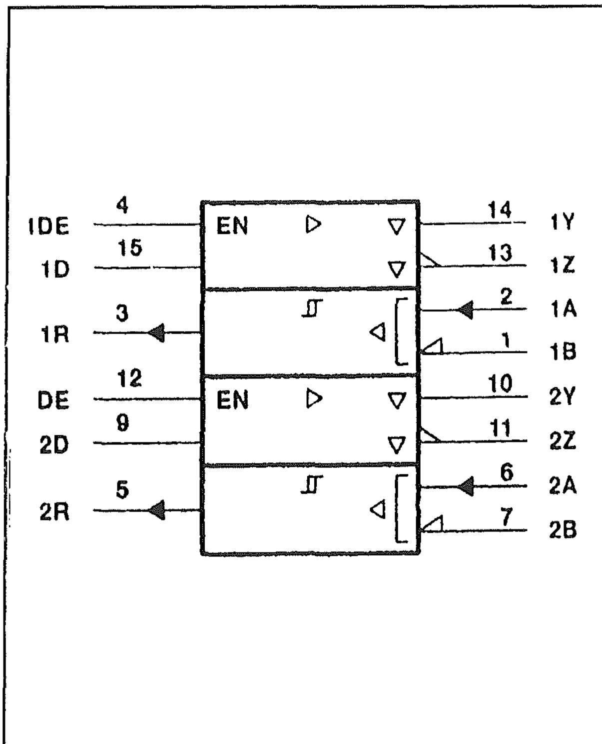


SN75ALS1177 dual RS-485/RS-422B driver/receiver

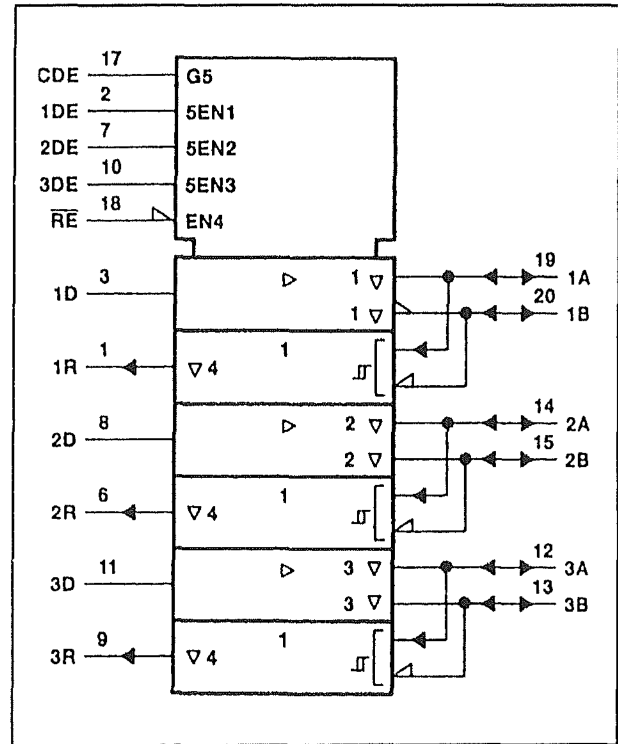


SN75ALS1178 dual RS-485/RS-422B driver/receiver

6.11 Line-drivers en -receivers



SN751178 dual RS-485/RS-422B driver/receiver



SN75ALS1711 triple RS-485/SCSI transceiver

6.11 Line-drivers en -receivers

6/6.14

Operationele versterkers

Inleiding

Er zijn honderden, ja misschien wel duizenden verschillende typen operationele versterkers in de handel. Het is bijgevolg een volstrekt zinloze zaak een overzicht van de eigenschappen van al deze typen te geven. Bovendien lijken alle operationele versterkers in grote lijnen op elkaar, tenminste als de speciale uitvoeringen voor grote voedingsspanningen, met zeer kleine slew-rate en voor grote uitgangsstromen buiten beschouwing worden gelaten.

Na grondige bestudering van enige jaargangen binnen- en buitenlandse elektronica vakbladen blijkt dat er slechts een vijftigtal uitvoeringen zijn die in de dagelijkse praktijk gebruikt worden. Van de tientallen eigenschappen die men aan operationele versterkers kan toeschrijven zijn er slechts een tiental die in de dagelijkse praktijk van belang zijn.

In dit hoofdstuk zijn deze vijftig typen met hun tiental praktisch belangrijke eigenschappen tabellarisch samengevat. Alvorens echter deze tabellen te publiceren lijkt het zinvol de betekenis van de geselecteerde eigenschappen nader toe te lichten.
Aan de orde komen:
- de maximale offset-spanning van de ingangen;
- de maximale offset-stroom van de ingangen;
- de maximale bias-stroom van de ingangen;
- de spanningsdrift;
- de minimale spannings-versterking in open lus;
- de typische slew-rate;
- de bandbreedte;
- de ingangsruis;
- de maximale waarde van de voedingsspanning;
- de maximale uitgangsstroom;
- de interne compensatie.

Maximale offset-spanning van de ingangen

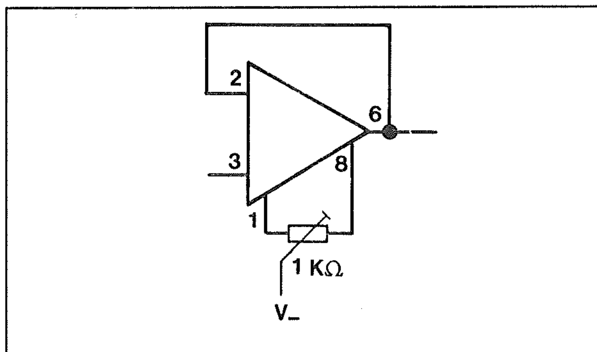
Een operationele versterker is per definitie een verschilversterker die over twee ingangen beschikt en het spanningsverschil tussen deze beide ingangen versterkt.
In formule-vorm:

$$U_{UIT} = A \,.\, (U_+ - U_-)$$

waarbij A staat voor de spanningsversterking van de op-amp, U_+ voor de spanning op de niet inverterende ingang en U_- voor de spanning op de inverterende ingang. Als men beide ingangen op precies dezelfde spanning instelt, bijvoorbeeld door de twee ingangen kort te sluiten, dan bestaat er geen spanningsverschil tussen de ingangen en zou ook de uit-

6.14 Operationele versterkers

gangsspanning van de schakeling nul moeten zijn. In de praktijk is dat niet het geval omdat de ingangstrappen van de versterker bepaalde onnauwkeurigheden vertonen waardoor er een "intern spanningsverschil" bestaat dat bij het externe spanningsverschil opgeteld moet worden. Om nu dit intern spanningsverschil te compenseren moet men een zeer klein spanningsverschil tussen beide ingangen aanleggen. Deze spanning noemt men de offsetspanning van de ingangen en deze bedraagt bij de meeste exemplaren enige mV tot enige tientallen mV.



Figuur 6/6.14-1: Offset-compensatie bij operationele versterkers die over compensatie-aansluitingen beschikken.

In sommige kritische toepassingen waar prijs wordt gesteld op een grote nauwkeurigheid moet men deze offset compenseren. Een offset van 1 mV wekt bij een versterking van 1000 al een uitgangsspanning van 1 V op! De meeste operationele versterkers hebben aansluitingen waarmee men de offset kan compenseren. Men kan dan het compensatie-schema van figuur 6/6.14-1 toepassen. Als de operationele versterker geen afzonderlijke compensatie-aansluitingen heeft (dat komt vaak voor bij viervoudige operationele versterkers, omdat er dan geen extra pennen beschikbaar zijn voor dit doel) moet men afhankelijk van de schakeling, die men rond het IC opbouwt, een van de compensatie-schema's van figuur 6/6.14-2 gebruiken.

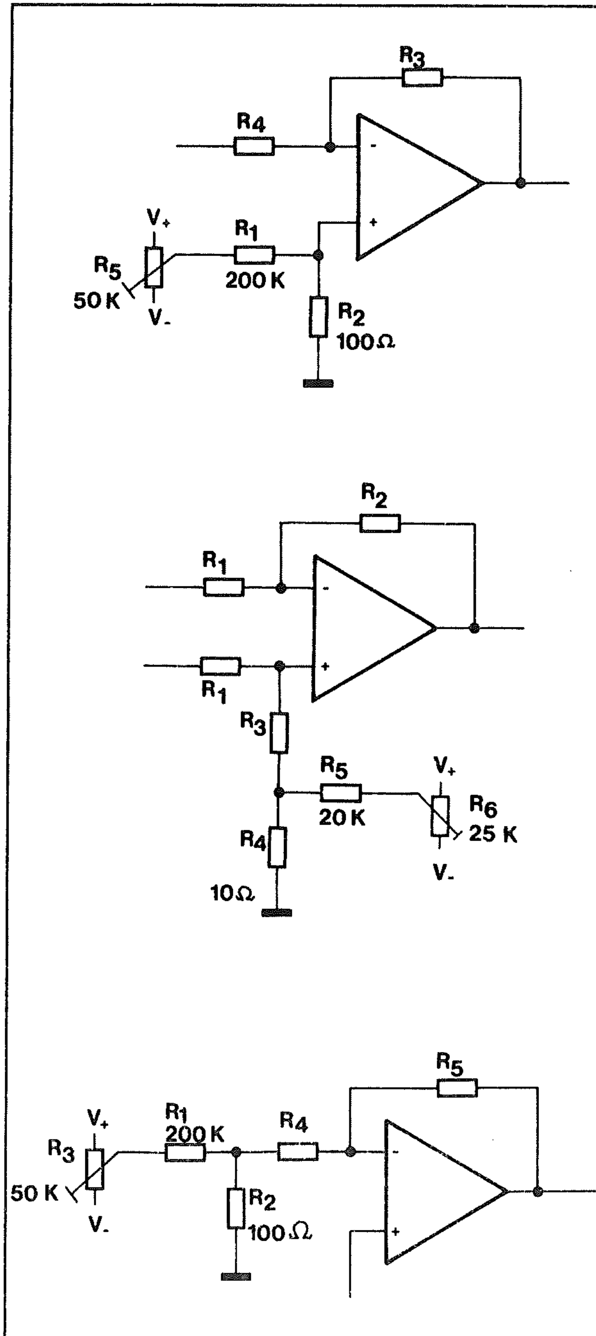
Maximale offset-stroom van de ingangen

Daar waar er een spanning tussen twee punten bestaat zal er ook een stroom lopen als men deze twee punten door middel van een weerstand verbindt! Hetzelfde geldt dus voor de offset. De interne afwijkingen in de ingangsschakeling van de operationele versterker, terug te voeren tot verschillen in de basis-emitter spanning van twee transistoren, hebben een stroompje tot gevolg, dat men de offsetstroom noemt. De waarde van deze stroom is zeer klein, omdat een operationele versterker een zeer grote ingangsweerstand heeft en ligt in het pA of nA gebied.
Samengevat kan men stellen dat de offsetstroom wordt gedefinieerd als het verschil tussen de stromen die vloeien van of naar de inverterende en de niet inverterende ingang, met de uitgangsspanning van de schakeling op nul volt.

Maximale bias-stroom van de ingangen

Hoewel operationele versterkers zeer hoge ingangsweerstanden hebben is deze waarde uiteraard niet oneindig groot. Bij het aanleggen van een spanning op de ingangen zal er dus een stroom naar het IC vloeien of een stroom uit het IC naar de ingangsschakeling vloeien. Deze stroom noemt men de bias-stroom van de operationele versterker en wordt gedefinieerd als de gemiddelde waarde van de twee ingangsstromen. Deze stroom is zeer klein en ligt in het nA gebied.

6.14 Operationele versterkers



Figuur 6/6.14-2: Offset-compensatie bij operationele versterkers zonder offset-aansluitingen.

Spannings-drift

Bepaalt de gemiddelde afwijking van de offset-spanning per graad Celcius over het volledige temperatuurbereik van de schakeling.

Minimale spannings-versterking in open lus

Wordt gedefinieerd als de verhouding tussen een spanningsvariatie op de uitgang en een spanningsvariatie tussen de ingangen, zonder dat er een terugkoppeling aanwezig is tussen de uitgang en de ingangen. De meeste operationele versterkers hebben een minimale open lus versterking van meer dan 10.000 (80 dB) en er zijn zelfs modellen in de handel die een Av hebben van meer dan 120 dB (x 1.000.000).

Typische slew-rate

In het ideale geval moet de uitgangsspanning van de op-amp traagheidsloos reageren op plotse spannings-variaties tussen de twee ingangen. In de inwendige schakeling zijn echter een groot aantal paracitaire capaciteiten aanwezig die samen met de weerstanden laagdoorlaat-filtertjes vormen. Deze veroorzaken een vertraging van de responstijd. Deze vertraging wordt gedefineerd door de slew-rate, een grootheid die wordt uitgedrukt in een aantal volt per micro-seconde (V/μs) en aangeeft hoe snel de spanning op de uitgang kan stijgen.

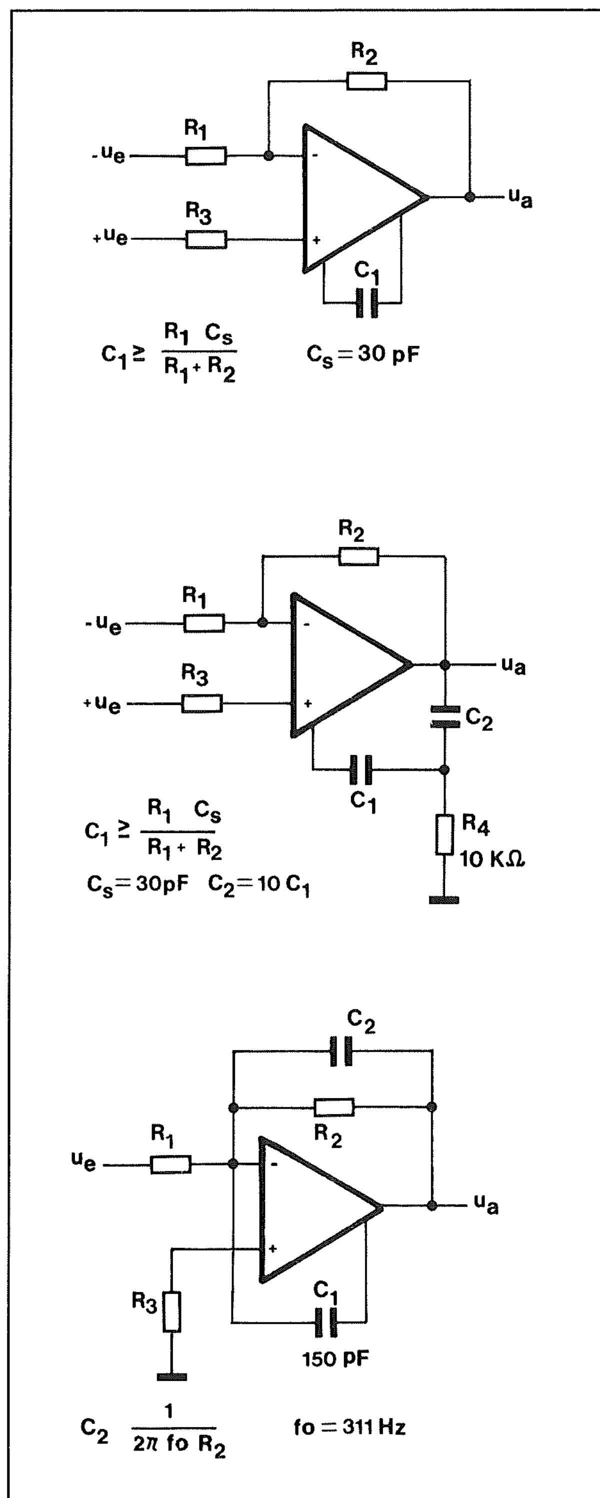
Bandbreedte

Wordt gedefinieerd als de signaalfrequentie waarbij de spanning op de uitgang is gedaald tot $1/2^{1/2}$ van de waarde bij een signaal van 1 kHz op de ingangen. Daarbij wordt uiteraard verondersteld dat de amplitude van het ingangssignaal niet varieert in functie van de frequentie.

Ingangsruis

Wordt gedefinieerd als de gemiddelde

6.14 Operationele versterkers



Figuur 6/6.14-3: Enige praktische schakelingen voor frequentie-compensatie bij operationele versterkers zonder interne compensatie.

waarde van de ruisspanning die men aan de ingang van een volledig ruisvrije operationele versterker zou moeten aanleggen om dezelfde ruis op de uitgang te krijgen als ontstaat bij de reële niet ruisvrije opamp bij kortgesloten ingangen.

Maximale waarde van de voedingsspanningen

De maximale waarde van de voedingsspanning die men tussen de positieve en de negatieve voedingspennen van de operationele versterker mag aanleggen om onder alle omstandigheden een veilige werking van de schakeling te garanderen.

Maximale uitgangsstroom

De maximale stroom die de uitgangstrap van de operationele versterker aan de belasting kan leveren bij maximale uitgangsspanning.

Interne compensatie

Een kruisje in deze kolom geeft aan dat er op de chip van het IC minstens een kleine condensator aanwezig is, die de frequentie-compensatie van de operationele versterker verzorgt.
Als er geen interne frequentiecompensatie aanwezig is, kan men een van de schakelingen van figuur 6/6.14-3 gebruiken voor het samenstellen van een externe compensatie.

6.14 Operationele versterkers

Type	bijzonderheden	max.-inp. offset mV	max. inp. offset nA	max. inp. bias nA	volt drift µV/C	min. versterking	typ. slew rate V/µs	band breedte MHz	ingangs-ruis µV/√Hz	voedings-spanning V	max. uit-gangs-stroom mA	intern comp.	behuizing
CA3130	Bimos	15	30pA	–	10	320.000	10	15	–	max. 16	45	–	A-E
CA3130A	Bimos	5	20pA	–	10	320.000	10	15	–	max. 16	45	–	A-E
CA3140	Bimos	15	30pA	–	8	50.000	9	4,5	40	max. 36	45	X	A-E
CA3140A	Bimos	5	20pA	–	6	50.000	9	4,5	40	max. 36	40	X	A-E
CA3160	Bimos	15	30pA	–	8	320.000	10	4,0	72	max. 16	45	–	A-E
CA3160A	Bimos	5	20pA	–	6	320.000	10	4,0	72	max. 16	45	–	A-E
CA3240	dual Bimos	15	30pA	–	15	100.000	9	4,5	40	max. 36	40	X	Q-P
CA3240A	dual Bimos	5	20pA	–	15	100.000	9	4,5	40	max. 36	40	X	Q-P
LF 351	J Fet	10	0,1	0,2	10	125.000	13	4,0	16	max. ± 18	–	X	B-D
LF 353	J Fet	10	0,1	0,2	10	125.000	13	4,0	16	max. ± 18	–	X	B-D
LF 355	J Fet	13	2,0	8,0	5	100.000	5	2,5	12	± 3 tot ± 18	–	X	B-D
LF 356	J Fet	13	2,0	8,0	5	100.000	12	5,0	12	± 3 tot ± 18	–	X	B-D
LF 357	J Fet	13	2,0	8,0	5	100.000	50	20	12	± 3 tot ± 18	–	X	B-D
LM 124	quad	5	30	150	7	25.000	–	1,0	–	max. 32	40	X	S
LM 224	quad	5	30	150	7	25.000	–	1,0	–	max. 32	40	X	S
LM 324	quad	7	50	250	7	15.000	–	1,0	–	max. 32	40	X	S
LM 348	quad	6	50	200	–	25.000	0,5	1,0	–	max. 36	25	X	S
LM 358	dual	5	75	200	20	15.000	–	1,0	–	± 3 tot ± 30	–	X	P-N
LM 201A	single	2	10	75	15	150.000	0,5	1,0	–	± 3 tot ± 22	5	–	B-G
LM 301A	single	7,5	50	250	30	150.000	0,5	1,0	–	± 3 tot ± 18	5	–	G-B
LM 307	single	10	70	300	30	160.000	0,5	1,0	–	± 3 tot ± 18	5	–	A-F
LM 308	single	10	1,5	10	30	300.000	0,3	1,0	–	± 3 tot ± 18	1	–	B-H-J
LM 308A	single	0,5	1,5	10	5	300.000	0,3	1,0	–	± 3 tot ± 18	1	–	B-H-J

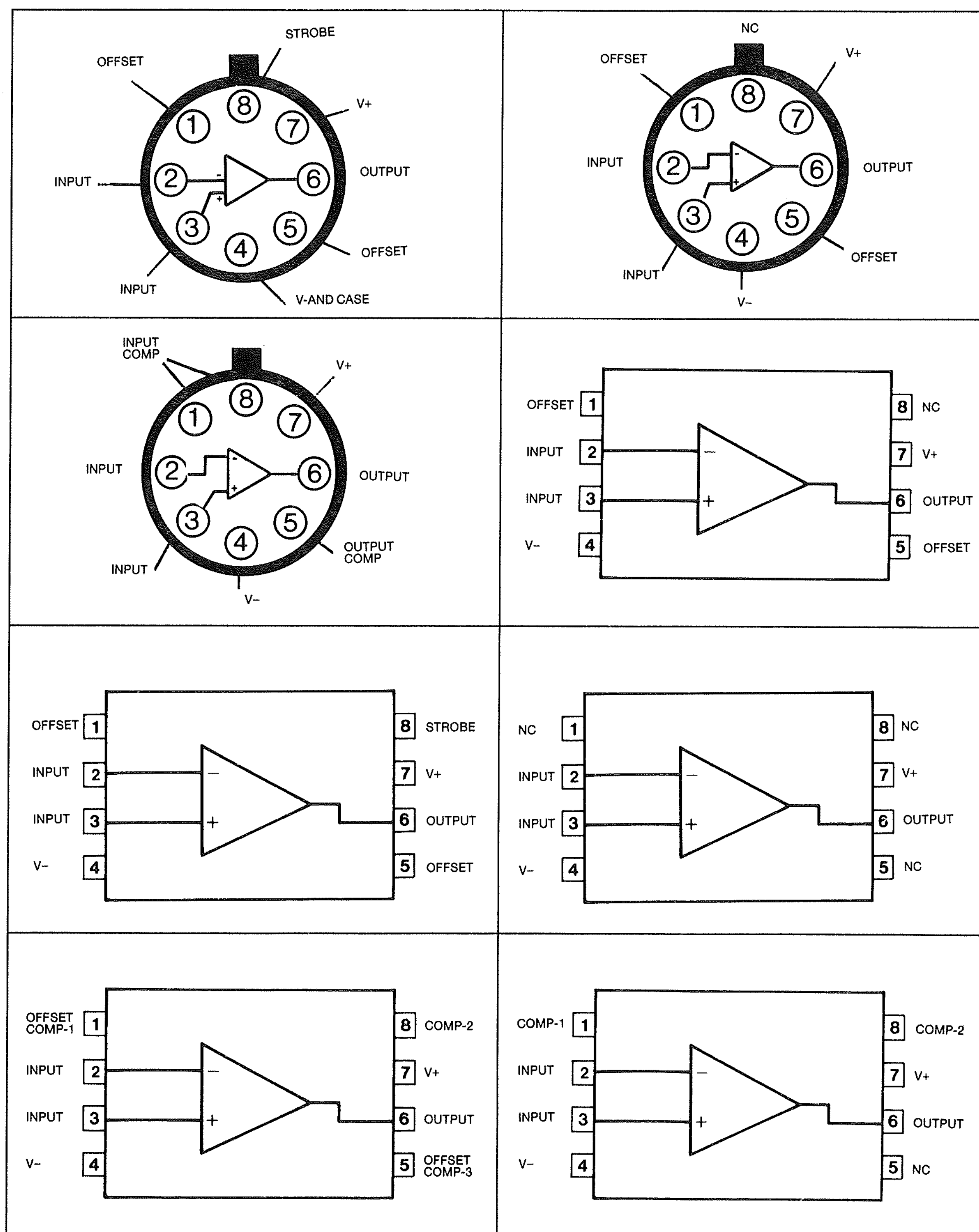
6.14 Operationele versterkers

Type	bijzonderheden	max.-inp. offset mV	max. inp. offset nA	max. inp. bias nA	volt drift µVIC	min. versterking	typ. slew rate V/µs	band breedte MHz	ingangsruis µV/√Hz	voedingsspanning V	max. uitgangsstroom mA	intern comp.	behuizing
LM3180	single	4	200	500	–	150.000	50	15	–	± 5 tot ± 20	–	X	B-I-G
LM2900	quad	–	–	300	–	50.000	0,5	2,5	–	± 2 tot ± 18	18	X	T
LM3900	quad	–	–	300	–	50.000	0,5	2,5	–	± 2 tot ± 18	10	X	T
MC1456	single	14	14	40	–	100.000	2,5	2,5	45	± 3 tot ± 18	20	X	B-D
MC1458	dual	7,5	300	800	–	15.000	0,8	1,0	45	± 3 tot ± 18	5,0	X	R-P-N
NE530	single	6	80	200	6,0	25.000	35	3,0	–	± 3 tot ± 18	–	X	B-D
NE531	single	7,5	300	2000	–	15.000	35	1,0	–	± 5 tot ± 22	5,0	–	B-G
NE532	dual	7,5	150	500	7,0	15.000	–	1,0	–	3 tot 30	40	X	P-N
NE535	single	6	80	200	6,0	15.000	15	1,0	–	± 3 tot ± 18	5,0	X	B-D
NE538	single	7	80	200	6,0	15.000	60	6,0	–	± 3 tot ± 18	–	X	B-D
NE5512	dual	2	20	20	4,0	25.000	1,0	1,0	30	max. ± 16	–	X	P
NE5514	quad	5	20	20	5,0	25.000	1,0	3,0	30	max. ± 16	–	X	S
NE5532	dual ruisarm	5	200	1000	5,0	15.000	9,0	10	–	max. ± 22	–	X	P
NE5532A	dual ruisarm	5	200	1000	5,0	15.000	9,0	10	6	max. ± 22	–	X	P
NE5533	dual ruisarm	4	300	1500	–	15.000	13,0	10	–	max. ± 22	–	X	Q
NE5533A	dual ruisarm	4	300	1500	–	15.000	13,0	10	4,5	max. ± 22	–	X	Q
NE5534	single ruisarm	4	300	1500	5,0	15.000	13,0	10	–	± 3 tot ± 20	–	X	G
NE5534A	single ruisarm	4	300	1500	6,0	15.000	13,0	10	4,5	± 3 tot ± 20	–	X	G
NE5535	dual	6	40	150	6,0	25.000	155	1,0	–	max. ± 18	–	X	P
NE5538	dual	6	80	200	6,0	25.000	60	6,0	–	max. ± 15	–	X	P
NE5539	single	5	2	20	–	250	600	1200	–	max. ± 12	–	X	L
TAA761	single	6	300	1000	–	15.000	9,0	–	–	max. ± 18	–	–	M
TAA761A	single	6	300	1000	–	15.000	9,0	–	–	max. ± 18	–	–	M

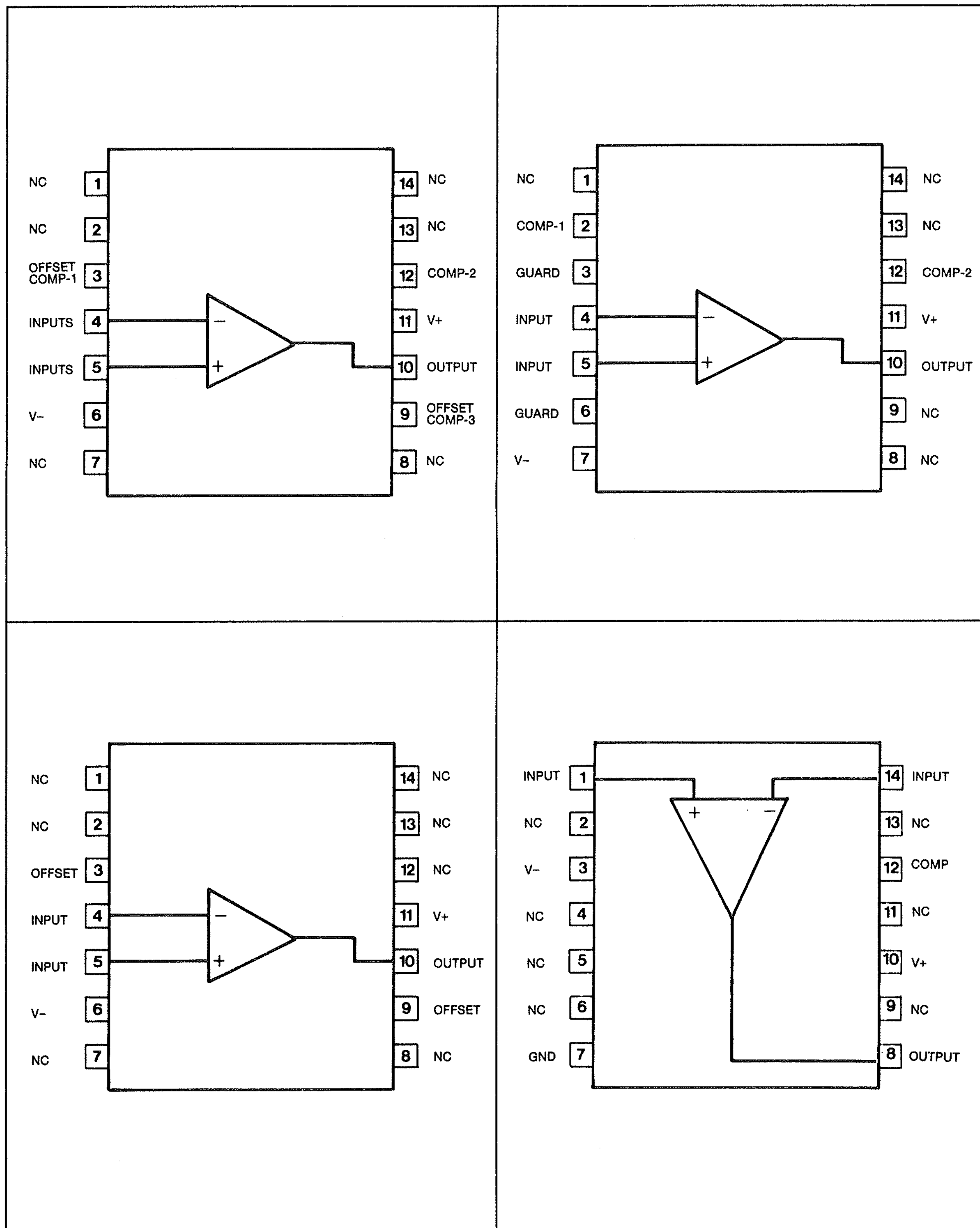
6.14 Operationele versterkers

Type	bijzonderheden	max.-inp. offset mV	max. inp. offset nA	max. inp. bias nA	volt drift µVIC	min. versterking	typ. slew rate V/µs	band breedte MHz	ingangs-ruis µV/√Hz	voedings-spanning V	max. uitgangs-stroom mA	intern comp.	behuizing
TL071	J Fet	10	500pA	0,2	10	25.000	13,0	3,0	18	max. ± 18	–	X	D
TL072	J Fet	10	500pA	0,2	10	25.000	13,0	3,0	18	max. ± 18	–	X	P
TL074	J Fet	10	500pA	0,2	10	25.000	13,0	3,0	18	max. ± 18	–	X	S
TL081	J Fet	15	200pA	0,4	10	25.000	13,0	3,0	25	max. ± 18	–	X	D
TL082	J Fet	15	200pA	0,4	10	25.000	13,0	3,0	25	max. ± 18	–	X	P
TL084	J Fet	15	200pA	0,4	10	25.000	13,0	3,0	25	max. ± 18	–	X	S
µA709C	single	10	750	1500	12	25.000	0,3	1,0	–	± 9 tot ± 18	5,0	–	C-G-I
µA741C	single	7,5	300	800	–	25.000	0,3	1,0	–	± 9 tot ± 18	5,0	X	B-D-K
µA747C	dual	7,5	300	800	–	25.000	0,5	1,0	–	± 3 tot ± 18	5,0	X	Q-O
µA748C	single	7,5	300	800	–	25.000	0,5	1,0	–	± 3 tot ± 18	5,0	–	B-G-I

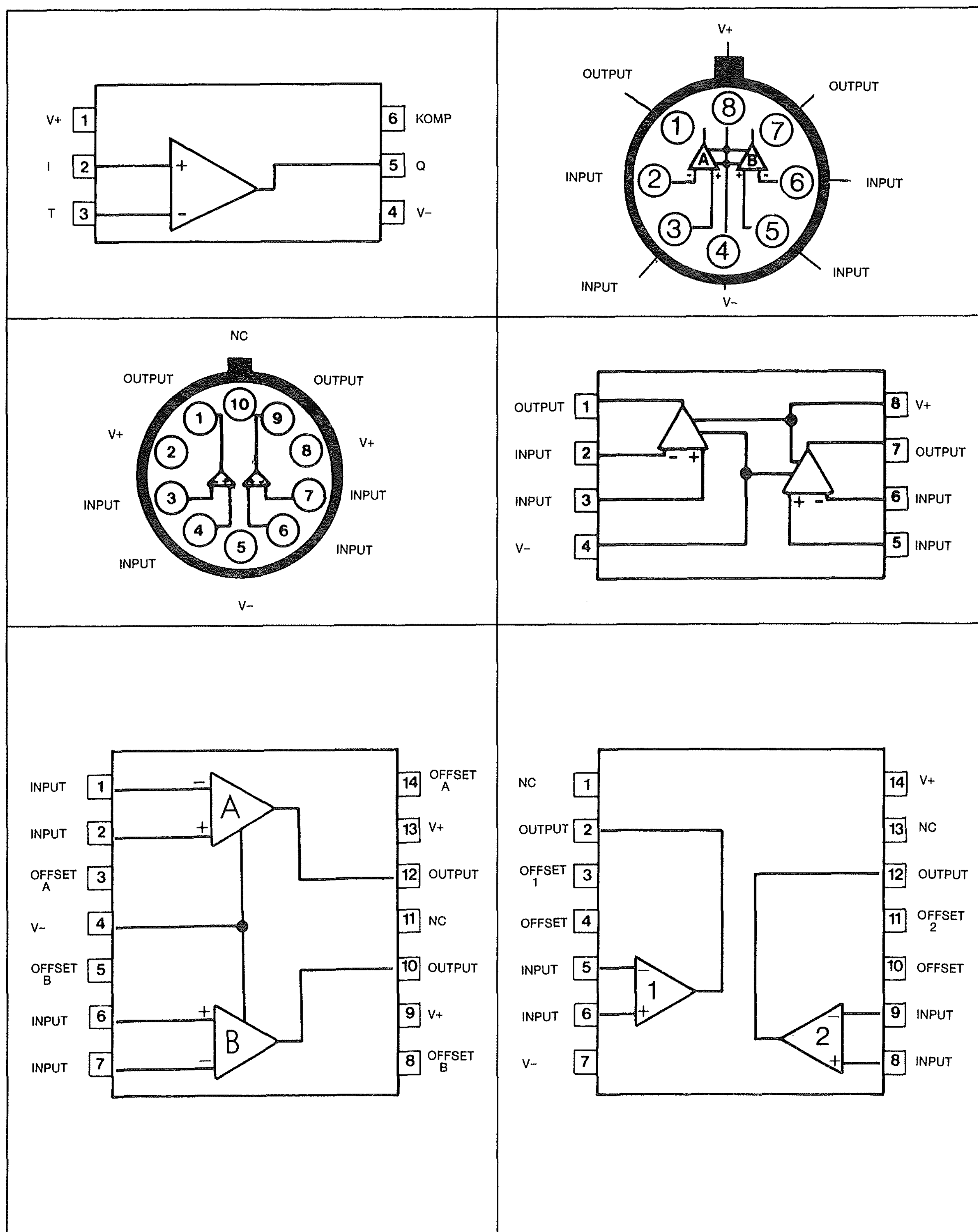
6.14 Operationele versterkers



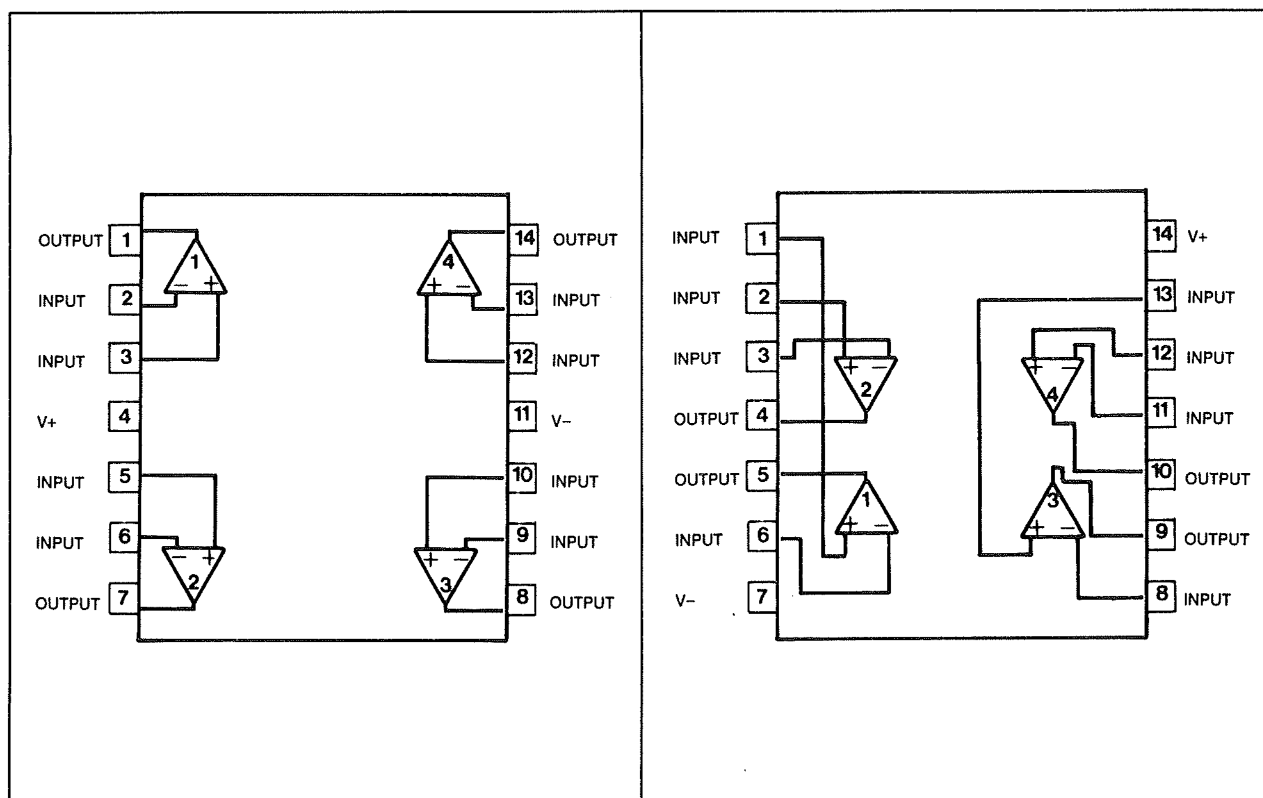
6.14 Operationele versterkers



6.14 Operationele versterkers



6.14 Operationele versterkers



6.14 Operationele versterkers

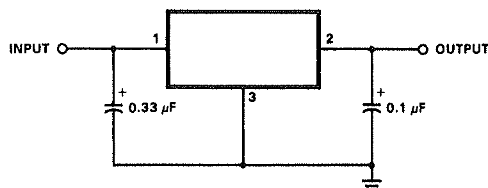
6/6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangs-spanning

In deze paragraaf worden de meest gebruikte positieve stabilisatoren met niet-instelbare uitgangs-spanning besproken. Alle schakelingen hebben drie aansluitingen:

- de ingang wordt verbonden met de ongestabiliseerde spanning over de afvlak-elco van de voeding;
- de uitgang levert de gestabiliseerde spanning;
- de "common" of "GND" wordt verbonden met de gemeenschappelijke leiding van de schakeling, in de meeste gevallen de massa.

Het valt aan te bevelen de schakelingen zowel aan de in- als aan de uitgangsklem te voorzien van een kleine condensator (die zo dicht mogelijk tegen de IC-aansluitingen wordt aangebracht). Bij sommige types is de uitgangs-condensator zelfs noodzakelijk om het oscilleren van de schakeling te voorkomen.

Het algemene gebruiks-schema wordt dus:



Definities

Maximale uitgangs-stroom: de maximale stroom die het IC kan leveren met behoud van de gespecificeerde stabilisator-eigenschappen en gemonteerd op een koelplaat van voldoende grote afmetingen.

Leverbare uitgangs-spanningen: enige types zijn leverbaar met verschillende uitgangs-spanningen. In de meeste gevallen wordt de uitgangs-spanning gedefinieerd door de twee laatste cijfers van het type-nummer. In dit boek worden deze gegevens vervangen door "xx".

Maximale ingangs-spanning: de absoluut maximale grootte van de spanning, die men tussen de "common" en de ingangs-klem mag aanleggen. Bij grotere spanningen (men moet hierbij zeer zeker rekening houden met kortstondige spoorpulsen op de ongestabiliseerde spanning!) kan het IC beschadigd worden.

Kortsluitbeveiliging: de meeste IC zijn voorzien van een ingebouwde kortsluitbeveiliging. Bij de meeste exemplaren wordt de stroom bij kortsluiting intern begrensd op een waarde die tussen de 150 en 200% ligt van de maximale uitgangsstroom. Bij sommige exemplaren ligt de kortsluit-stroom echter onder de maximale uitgangs-stroom (zogenoemde "fold-back"-regeling).

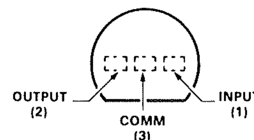
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning

Thermische beveiliging: de meeste geïntegreerde spanningsregelaars zijn voorzien van een ingebouwde beveiligings-schakeling die het in het IC gedissipeerde vermogen verlaagt als de temperatuur van de chip tot ontoelaatbare waarden stijgt. In de meeste gevallen uit het inschakelen van deze beveiliging zich door het langzaam teruglopen van de uitgangs-spanning.
Second-breakdown beveiliging: IC's die in staat zijn grote uitgangs-stromen te leveren zijn soms voorzien van een zogenoemde "safe area compensation". Dat wil zeggen dat er een schakeling in het IC aanwezig is die zowel de spanning als de stroom over de regel-transistor meet en als deze waarden het werkpunt van deze transistor in een verboden gebied zouden instellen onmiddellijk een beveiliging in werking stelt.
Temperatuurs-coëfficiënt: het verloop van de uitgangs-spanning in functie van de temperatuur van de chip. Meestal uitgedrukt in een aantal milli-volt per graad Celsius temperatuurs-stijging. Is de coëfficiënt negatief, dan wil dit zeggen dat de uitgangsspanning daalt bij stijgende temperatuur.
Brom-onderdrukking: de in deci-bel uitgedrukte verhouding tussen de top-tot-top waarde van de brom-spanning op de ingang tot dezelfde grootheid op de uitgang. Een brom-onderdrukking (in het Engels: ripple rejection) van 40 dB komt overeen met een factor 100: 100 mV brom op de ingang wordt door het IC gereduceerd tot 1 mV op de uitgang.
Minimale ingangs-spanning: de absoluut minimale waarde van de ingangsspanning die noodzakelijk is om de stabilisator ook bij maximale stroom-afname goed te laten werken.

Spanningsval tussen nul- en vol-last: het verschil tussen de uitgangs-spanning bij stroom-afname gelijk aan nul en bij een stroom die gelijk is aan (meestal) 75% van de maximale waarde.

78 L xx 100 mA spanningsstabilisator met vaste uitgangsspanning

Maximale uitgangs-stroom: 100 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 2,6 V, 5,0 V, 6,2 V, 8,2 V, 9,0 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V

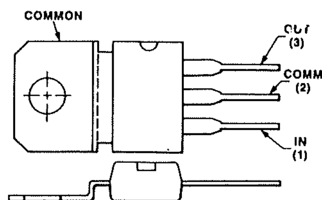


Maximale ingangs-spanning: 35 V voor uitgangs-spanningen tot 15 V, 40 V voor overige uitvoeringen
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 140 mA
Temperatuurs-coëfficiënt: −0,4 tot 2,0 mV/°C
Brom-onderdrukking: 35 à 45 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +1,7 V
Spanningsval tussen nul- en vol-last: max. 100 mV

78 C xx 500 mA spanningsstabilisator met vaste uitgangsspanning

Maximale uitgangs-stroom: 500 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 8 V, 8,2 V, 10,0 V, 12,0 V, 15,0 V, 17,0 V, 18,0 V, 20,0 V, 22,0 V, 24,0 V
Maximale ingangs-spanning: 35 V voor uitgangs-spanningen tot 18 V, 40 V voor

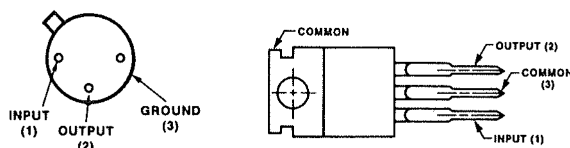
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning



overige uitvoeringen
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 400 mA
Temperatuurs-coëfficiënt: −2,1 tot −6,4 mV/°C
Brom-onderdrukking: 46 tot 54 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2,5 V
Spanningsval tussen nul- en vol-last: max. 250 mV

78 M xx 700 mA spanningsstabilisator met vaste uitgangsspanning

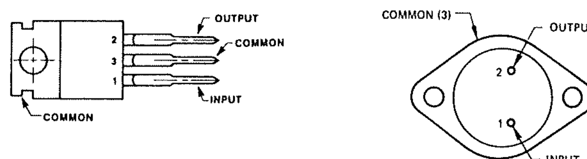
Maximale uitgangs-stroom: 700 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 5 V, 6 V, 8 V, 12 V, 15 V, 20 V, 24 V
Maximale ingangs-spanning: 35 V voor uitgangs-spanningen tot 15 V, 40 V voor



overige uitvoeringen
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 300 mA
Temperatuurs-coëfficiënt: gemiddeld −1,0 mV/°C
Brom-onderdrukking: 55 tot 80 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: max. 240 mV

78 xx 1A spanningsstabilisator met vaste uitgangs-spanning

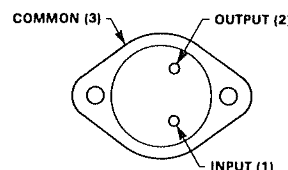
Maximale uitgangs-stroom: 1 A
Leverbare uitgangs-spanningen: 5 V, 6 V, 8 V, 8,5 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V
Maximale ingangs-spanning: 35 V voor uitgangs-spanningen tot 18 V, 24 V voor



overige uitvoeringen
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 1,2 A
Temperatuurs-coëfficiënt: 0,4 tot 1,5 mV/°C
Brom-onderdrukking: gemiddeld 70 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2,5 V
Spanningsval tussen nul- en vol-last: 100 tot 360 mV

78 H xx 5 A spanningsstabilisator met vaste uitgangs-spanning

Maximale uitgangs-stroom: 5 A
Leverbare uitgangs-spanningen: 5,0 V, 12 V, 15 V
Maximale ingangs-spanning: 25 V



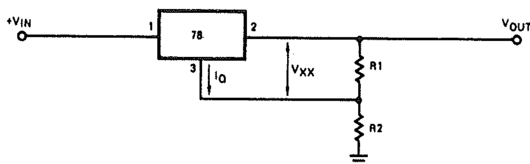
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning

Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 7 A
Brom-onderdrukking: 60 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +3 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 150 mV

Algemene schema's voor de 78-serie stabilisatoren

Verhogen van de uitgangs-spanning:

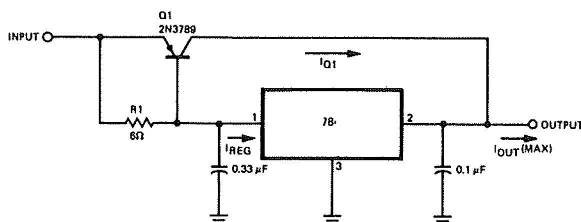
$$V_{uit} = V_{xx} (1 + \frac{R2}{R1}) + I_Q R2$$



Hierin is I_Q de stroom die uit de massa-aansluiting naar de weerstands-deler vloeit. Deze stroom verschilt van type tot type en bovendien van exemplaar tot exemplaar. Men moet in de praktijk de weerstands-deler vervangen door een instelpotentiometer en de uitgangs-spanning experimenteel instellen.

Verhogen van de uitgangs-stroom:

De stroom-versterking van de extra transistor moet minstens gelijk zijn aan:



$$ß = \frac{I_{uit}}{I_{IC}}$$

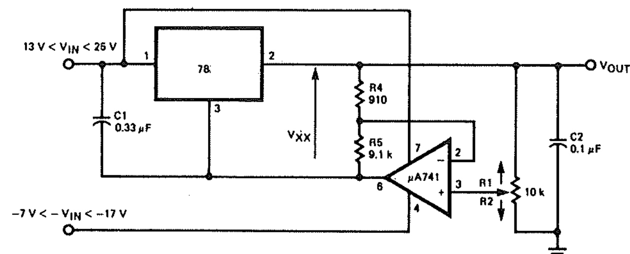
waarin I_{IC} de maximale stroom is van de stabilisator.
De waarde van de weerstand R1 wordt berekend met:

$$R1 = \frac{0{,}9}{I_{IC}}$$

Deze schakeling is niet kortsluit-vast!

Regelbare spannings-bron:

Om de uitgangs-spanning vanaf nul te kunnen regelen moet de operationele versterker uit een negatieve hulp-spanning

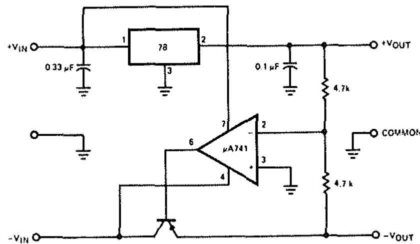


van ongeveer −10 V gevoed worden. De uitgangs-spanning wordt bepaald door de verhouding tussen R1 en R2.

Symmetrische voeding

Voor toepassingen waarbij men over twee in absolute waarde even grote spanningen moet beschikken kan men niet volstaan met een stabilisator van de 78-serie te combineren met een exemplaar uit de 79-serie. De afwijkingen op de uitgangs-spanningen van deze geïntegreerde schakelingen zijn daarvoor te groot. Men kan een 78-type opnemen in de volgende schakeling.

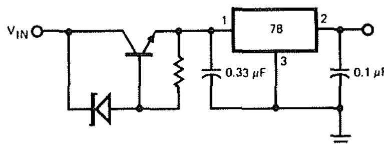
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning



De twee weerstanden van 4,7 k-Ohm bepalen de gelijkheid van de positieve en de negatieve uitgangs-spanning. Voor exacte gelijkheid gebruikt men 1% weerstanden of een instelpotentiometer van 10 k-Ohm waarvan de loper naar de negatieve ingang van de operationele versterker gaat.

Gebruik van de 78-stabilisatoren bij hoge ingangs-spanningen:

Is de ongestabiliseerde spanning groter dan de maximaal toelaatbare ingangs-spanning van de IC's, dan kan men onderstaande schakeling toepassen. De

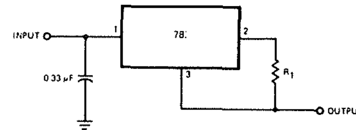


waarde van de zener-diode en het soort transistor worden bepaald door het spannings-verschil tussen de waarde van de ongestabiliseerde spanning en de maximaal toelaatbare ingangs-spanning van de stabilisator.

$V_{zener} = V_{in} - V_{in\text{-}IC}$

Constante stroombron:

Men kan een spanningsstabilisator uit de 78-serie omvormen tot constante stroombron door gebruik te maken van onderstaand schema.

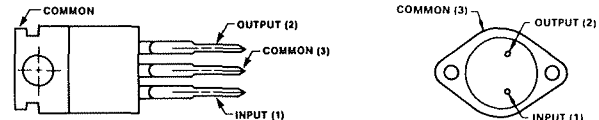


De waarde van R1 bepaalt de grootte van de constante uitgangsstroom.

$$I_{uit} = \frac{V_{uit}}{R1}$$

µA78 CB 2 A, +13,8 V spanningsstabilisator

Dit IC is speciaal ontwikkeld voor het uit het net voeden van apparatuur die onder normale gebruiks-omstandigheden uit een auto-accu van 12 V wordt gevoed, zoals CB-zenders en -ontvangers, auto-radio's en -cassette-spelers, etc.

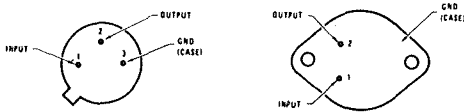


Maximale uitgangs-stroom: 2 A
Uitgangs-spanning: 13,25 à 14,35 V
Maximale ingangs-spanning: 35 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 2,2 A
Temperatuurs-coëfficiënt: −1,0 mV/°C
Brom-onderdrukking: 71 dB
Minimale ingangs-spanning: +16,8 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 150 mV

LM 109/209/309 1 A, +5 V stabilisator

Deze drie types verschillen alleen in maximaal temperatuursbereik.

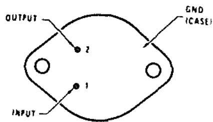
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning



Maximale uitgangs-stroom:
200 mA voor TO-5 behuizing
1 A voor TO-3 behuizing
Uitgangs-spanning: 4,8 à 5,2 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Brom-onderdrukking: 50 dB
Spanningsval tussen nul- en vollast: 100 mV

LM 123/233/323 3A, +5 V stabilisatoren

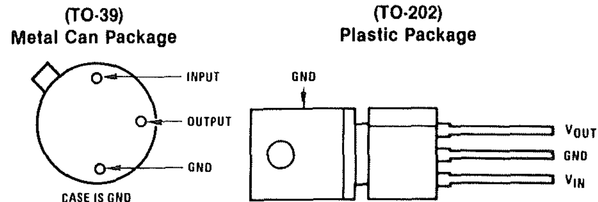
Deze drie types verschillen alleen in maximaal temperatuursbereik.



Maximale uitgangs-stroom: 3 A
Uitgangs-spanning: 4,8 à 5,2 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 5 A
Minimale ingangs-spanning: 7,5 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 100 mV

LM 130/330 150 mA, + 5 V stabilisatoren

Deze types zijn speciaal ontwikkeld voor het voeden van TTL-schakelingen uit batterijen. De stabilisatoren werken nog goed als er slechts 0,5 V tussen de in- en de uitgang staat. Uit 9 V batterijen gevoede apparatuur werkt dus nog betrouwbaar bij een batterij-spanning van slechts 5,5 V.

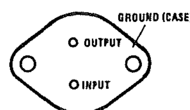


Maximale uitgangs-stroom: 150 mA
Uitgangs-spanning: 4,8 à 5,2 V
Maximale ingangs-spanning: 26 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 700 mA
Brom-onderdrukking: 56 dB
Minimale ingangs-spanning: 5,5 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 50 mV

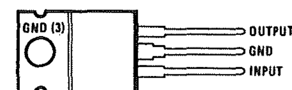
LM 140-xx/340-xx 1,5 A spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanningen

Deze stabilisatoren zijn speciaal ontwikkeld voor kritische schakelingen waarbij hoge eisen worden gesteld aan de nauwkeurigheid van de voedingsspanning. Deze wijkt namelijk slechts maximaal 2% af van de door "xx" gegeven waarde.

TO-3 Metal Can Package (K and KC)



TO-220 Power Package (T)



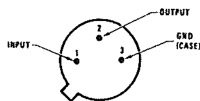
Maximale uitgangs-stroom: 1,5 A
Leverbare uitgangs-spanningen: 5 V, 12 V, 15 V ±2%
Maximale ingangs-spanning: 35 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Maximale kortsluit-stroom: 1,2 A
Brom-onderdrukking: 70 dB

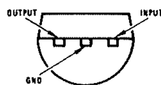
6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning

Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 22 mV

LM 140 L-xx/340L-xx 100 mA spanningsstabilisatoren met vaste uitgangs-spanningen

Deze IC's zijn speciaal ontwikkeld voor het voeden van kritische schakelingen waarbij hoge eisen worden gesteld aan de nauwkeurigheid van de voedings-spanning. Deze wijkt slechts maximaal 2% af van de door "xx" gegeven waarde. Bovendien blijft de uitgangs-spanning zeer constant bij wisselende stroom.

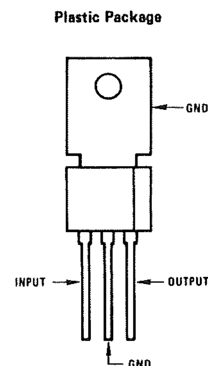




Maximale uitgangs-stroom: 100 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 5,0 V, 12 V, 15 V ± 2%
Maximale ingangs-spanning: 35 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Brom-onderdrukking: 52 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2,4 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 0,01% per mA uitgangsstroom

LM 341-xx 0,5 A spanningsstabilisator met vaste uitgangs-spanning

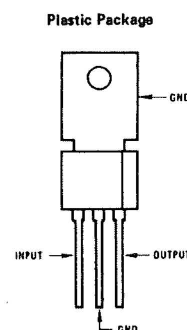
Maximale uitgangs-stroom: 0,5 A
Leverbare uitgangs-spanningen: 0,5 V, 12 V, 15 V



Maximale ingangs-spanning: 35 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Brom-onderdrukking: 69 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +3 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 300 mV

LM 342-xx 250 mA spanningsstabilisator met vaste uitgangs-spanning

Maximale uitgangs-stroom: 250 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 5 V, 12 V, 15 V



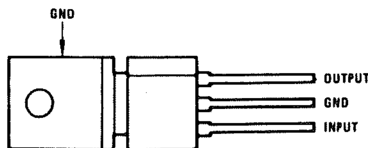
Maximale ingangs-spanning: 30 V voor 5 V uitvoering, 35 V voor overige types
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Second-breakdown beveiliging: ja
Brom-onderdrukking: 56 tot 64 dB

6.19.1 Positieve spanningsstabilisatoren met vaste uitgangsspanning

Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +2,5 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 100 mV

LM 2930-xx 150 mA spanningsstabilisator met vaste uitgangs-spanning

Dit IC is speciaal ontwikkeld voor die toepassingen waarbij er slechts zeer weinig spannings-reserve tussen de ongestabiliseerde en de gestabiliseerde spanning aanwezig is, bijvoorbeeld bij batterijgevoede apparatuur. De stabilisator werkt nog goed bij een spannings-verschil tussen in- en uitgang van slechts 0,6 V. Bovendien is de ingang voorzien van een beveiligingsschakeling tegen korte spannings-pieken van maximaal 40 V zodat het IC bij uitstek geschikt is voor het voeden van apparatuur in de auto.



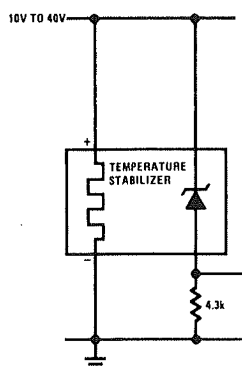
Maximale uitgangs-stroom: 150 mA
Leverbare uitgangs-spanningen: 5 V, 8 V
Maximale ingangs-spanning: 26 V continu, 40 V piek
Kortsluitbeveiliging: ja
Thermische beveiliging: ja
Brom-onderdrukking: 52 dB
Minimale ingangs-spanning: uitgangs-spanning +0,6 V
Spanningsval tussen nul- en vollast: 100 mV

6/6.19.2

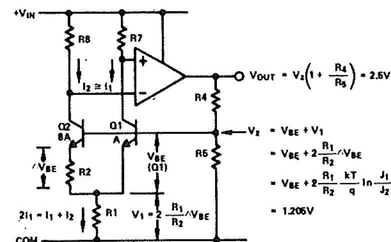
Spannings-referenties

Een spannings-referentie wordt gebruikt op die plaatsen waar een zeer nauwkeurige gelijkspanning noodzakelijk is, bijvoorbeeld als referentie voor een digitale universeel-meter of als basis van een ijkgenerator.

Er bestaan verschillende soorten referenties.
De eerste soort die wij in het vervolg temperatuurs-gecompenseerde referentie noemen, levert een uitgangs-spanning waarvan de waarde niet exact bekend is (varieert van exemplaar tot exemplaar) maar waarin speciale maatregelen zijn getroffen om deze spanning zo onafhankelijk mogelijk te maken van de temperatuur.
In principe bestaan er twee systemen voor het ontwerpen van een temperatuurs-gecompenseerde referentie. De eerste methode maakt gebruik van een



door een constante stroom-bron gevoede zenerdiode, die door een op de chip geïntegreerde hulpschakeling op een constante temperatuur wordt gehouden. De thermostatisch geregelde zenerdiode wordt op de normale manier met behulp van een weerstand aangesloten op een voedings-spanning. Over de diode kan de temperatuurs-gecompenseerde zenerspanning worden afgenomen. Bij het tweede systeem gaat men uit van het

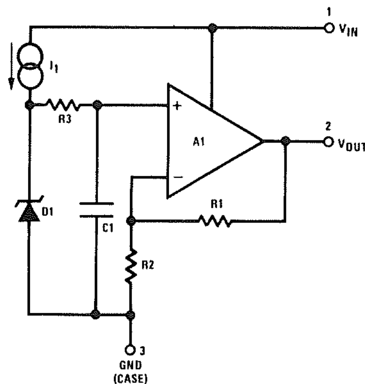


zogenoemde "band-gap"-effect. Een algemene natuurkundige wet bepaalt dat de basis-emitter-spanning van een geleidende silicium-transistor een temperatuurs-coëfficiënt heeft van ongeveer −2 mV/°C. Twee identieke transistoren die doorlopen worden door bekende constante stromen hebben berekenbare maar verschillende temperatuurs-coëfficiënten.
Men kan nu gebruik maken van deze twee verschijnselen om een schakeling te ontwerpen, waar de temperatuurs-coëf-

6.19.2 Spannings-referenties

ficiënten van twee transistoren elkaar opheffen en waarbij een zo goed als constante spanning ontstaat.

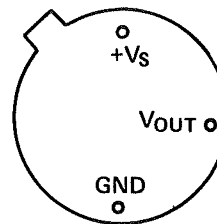
De tweede soort referentie, die wij in het vervolg getrimde referentie noemen, maakt als basis gebruik van een van de besproken temperatuurs-gecompenseerde referenties. Deze schakeling wordt



echter gevolgd door een gelijkspanningsversterker, waarvan de versterkings-factor tijdens het fabricage-proces kan worden afgeregeld (meestal door gebruik te maken van een laser-straal). De versterkings-factor wordt zo afgeregeld dat de uitgangs-spanning van het IC precies gelijk wordt aan bijvoorbeeld 10,00 V ± een gegeven afwijking.
Deze referenties hebben uiteraard dezelfde verwaarloosbare temperatuurs-coëfficiënt als de eerstgenoemde, maar leveren bovendien een spanning waarvan de waarde precies bekend is en die van exemplaar tot exemplaar nauwelijks afwijkt. Men kan deze getrimde referenties gebruiken voor het opbouwen van ijk-generatoren.

AD 581-x +10,00 V getrimde referentie

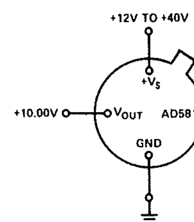
Dit IC is samengesteld uit een temperatuurs-gecompenseerde referentie volgens het band-gap principe, gevolgd door een laser-getrimde spanningsversterker.
Leverbare uitgangs-spanningen:
x = J : +10,00 V ± 13,5 mV
x = K : +10,00 V ± 6,75 mV
x = L : +10,00 V ± 2,25 mV



Maximale belastings-stroom: 10 mA
Maximale voedings-spanning: 40 V
Temperatuurs-coëfficiënt: 0,0001%/°C
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 50 μV

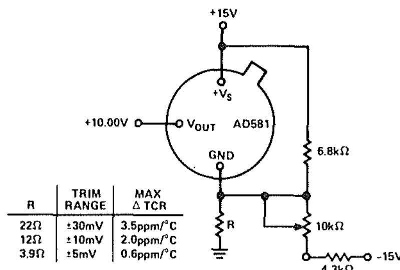
Voorbeeld-schakelingen:

Normale aansluiting van het IC:



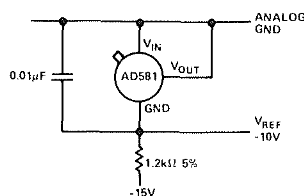
Externe schakeling voor het afregelen van de uitgangs-spanning:

6.19.2 Spannings-referenties



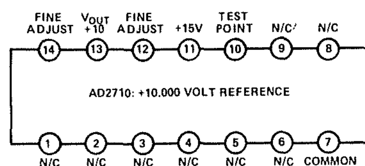
R	TRIM RANGE	MAX Δ TCR
22Ω	±30mV	3.5ppm/°C
12Ω	±10mV	2.0ppm/°C
3.9Ω	±5mV	0.6ppm/°C

Negatieve referentie-spanning:



AD 2710-x +10,000 V getrimde referentie

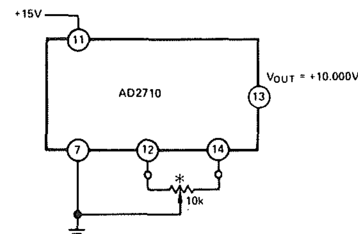
Dit IC levert een zeer nauwkeurige (afwijking max. 1 mV!) uitgangs-spanning af van +10,000 V met een uitstekende temperatuurs-coëfficiënt. De schakeling kan gebruikt worden als referentie in zelfgebouwde vier-en-half decade digitale universeelmeters en als basis van een ijk-generator.



Uitgangs-spanning: +10,000 V ± 1 mV
Maximale belastings-stroom: 10 mA
Maximale voedings-spanning: ± 18 V
Leverbare temperatuurs-coëfficiënten:
x = K : 0,0002%/°C
x = L : 0,0001%/°C
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 30 μV

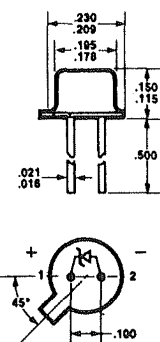
Voorbeeld-schakeling

Externe schakeling voor het afregelen van de uitgangs-spanning:



ICL 8069-x 1,2 V temperatuurs-gecompenseerde referentie

Dit IC levert een uitgangs-spanning van ongeveer +1,2 V met gedefinieerde temperatuurs-drift. Het IC kan worden gebruikt als referentie-eenheid in zelfbouw drie-en-half decade digitale universeel-meters, als men in staat is de meter nadien te ijken met een afzonderlijke referentie-meter of ijk-generator.



Note: Pin 2 connected to case.

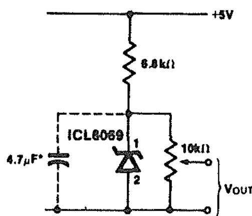
Uitgangs-spanning: +1,20 à +1,25 V
Maximale zener-stroom: 5 mA
Leverbare temperatuurs-coëfficiënten:
x = A : 0,001%/°C
x = B : 0,0025%/°C
x = C : 0,005%/°C
x = D : 0,01%/°C

6.19.2 Spannings-referenties

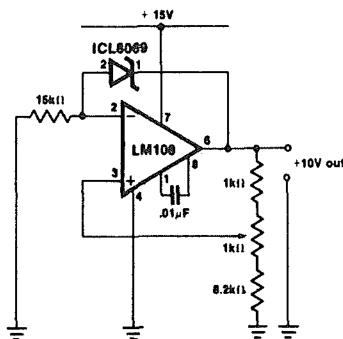
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 5 μV

Voorbeeld-schakelingen:

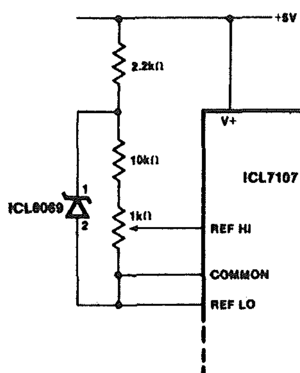
Meest eenvoudige schakeling:



Gebufferde 10 V referentie



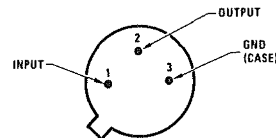
Gebruik van de ICL 8069 als referentie voor het bekende digitale voltmeter IC ICL 7107



LH-0070-x +10,00 V getrimde referentie

Deze IC's zijn samengesteld uit een temperatuurs-gecompenseerde actieve zener-schakeling en een buffer-versterker, waarvan de versterkings-factor tijdens het fabricage-proces wordt afgeregeld op een uitgangs-spanning van +10,00 V met de door "x" gegeven tolerantie.
Leverbare uitgangs-spanningen:

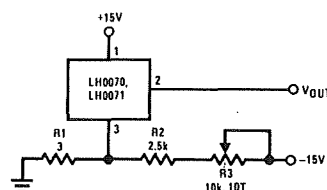
TO-39 Metal Can Package



x = 1: +10,00 V ± 0,1 %
x = 2: +10,00 V ± 0,05%
Maximale uitgangs-stroom: 5 mA
Maximale voedings-spanning: 40 V
Leverbare temperatuurs-coëfficiënten:
x = 1: ± 0,1 %/°C
x = 2: ± 0,04%/°C
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 20 μV

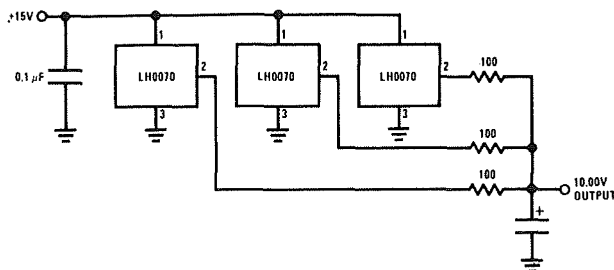
Voorbeeld-schakelingen:

Instelbare uitgangs-spanning:



6.19.2 Spannings-referenties

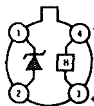
Statistische spannings-standaard:



LM 199/299/399 + 7 V temperatuurs-gecompenseerde referentie

Deze IC's zijn opgebouwd uit een actieve zener-referentie, waarvan de temperatuur door een op de chip aanwezige thermostaat-regeling constant wordt gehouden. De temperatuurs-coëfficiënt is dan ook extreem laag.

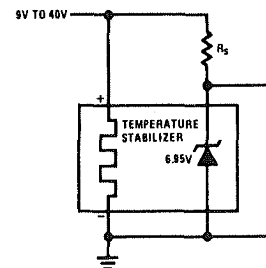
Metal Can Package



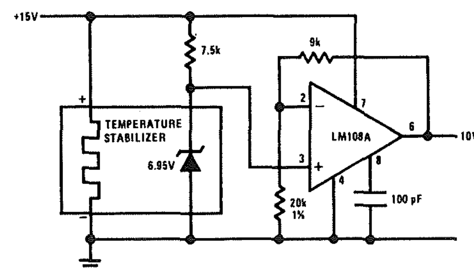
Uitgangs-spanning: 6,8 à 7,3 V
Maximale zener-stroom: 10 mA
Leverbare temperatuurs-coëfficiënten:
199: 0,0015%/°C
299: 0,001%/°C
399: 0,002%/°C
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 50 µV
Voedings-spanning thermostaat: 9 - 40 V
Voedings-stroom thermostaat:
bij inschakelen : 200 mA
in bedrijf : 15 mA
Opwarm-tijd : 3 sec

Voorbeeld-schakelingen:

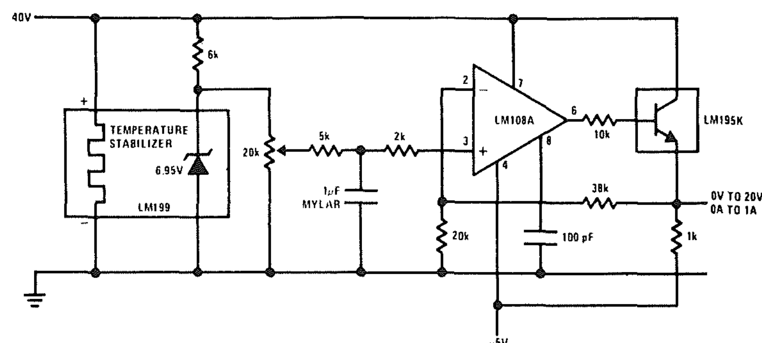
Meest eenvoudige schakeling:



+10 V referentie met gebufferde uitgangs-trap:



0 tot +20 V regelbare zeer stabiele voeding:

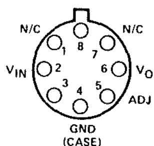


REF 01-x/02-x +10,00 V/+5,00 V getrimde referenties

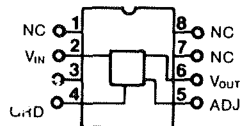
Deze IC's zijn samengesteld uit een temperatuurs-gecompenseerde actieve bandgap schakeling en een getrimde bufferversterker. Door middel van een instelpotentiometer kan men de uitgangs-

6.19.2 Spannings-referenties

spanning op 1 mV nauwkeurig instellen.
Leverbare uitgangs-spanningen:
01-E: +9,97 V tot +10,03 V
01-H: +9,95 V tot +10,05 V
01-C: +9,90 V tot +10,10 V
01-D: +9,85 V tot +10,15 V
02-E: +4,985 V tot + 5,015 V
02-H: +4,975 V tot + 5,025 V
02-C: +4,950 V tot + 5,050 V
02-D: +4,900 V tot + 5,100 V



TO-99

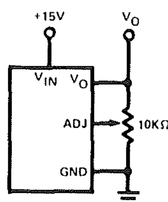


EPOXY 8-PIN MINI DIP

Regelbereik uitgangs-spanning:
01: ± 3,3%
02: ± 6,0%
Maximale voedings-spanning: 30 V
Kortsluitbeveiliging: ja
Temperatuurscoëfficiënt: 0,003%/°C
Maximale ruis-spanning op de uitgang: 20 μV

Voorbeeld-schakeling:

Afregelen van de uitgangs-spanning:



6/6.19.11

Stroombronnen en -spiegels

Inleiding

Verschil tussen stroombron en stroomspiegel

In dit hoofdstuk worden twee soorten schakelingen behandeld die weliswaar beiden een constante stroom genereren, maar waarvan het werkingsprincipe fundamenteel verschilt.

Bij **stroombronnen** wordt een constante uitgangsstroom opgewekt die ofwel bepaald wordt door de interne parameters van de schakeling ofwel extern wordt vastgelegd door het aanleggen van een digitale code of het op het IC aansluiten van een extern onderdeel.

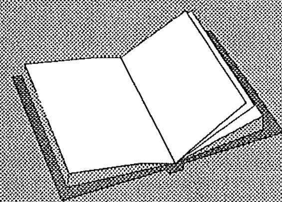
Bij **stroomspiegels** zal de uitgangsstroom afhankelijk zijn van de grootte van de ingangsstroom. Stroomspiegels zijn dus in feite stroomtransformatoren die een primaire stroom omzetten in een grotere of kleinere secundaire stroom. Hoewel de scheiding tussen primair en secundair gedeelte van de schakeling uiteraard niet te vergelijken is met deze die een transformator biedt, ligt de galvanische scheiding toch in de grootte-orde van 80 dB.

Eigenschappen van stroombronnen

Inleiding

Zoals de naam reeds aangeeft leveren stroombronnen een stroom aan een verbruiker. Er bestaan stroombronnen die een intern bepaalde constante stroom leveren, maar daarnaast treft men ook schakelingen aan die een extern instelbare stroom genereren. Ook dan wordt de grootte van de stroom echter alleen bepaald door de instelvoorwaarden en is deze onafhankelijk van de grootte van de belastingsweerstand of voedingsspanning van het IC. De twee meest gebruikte symbolen voor een stroombron zijn getekend in figuur 6/6.19.11-1.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.10.7
Hoofdstuk 3/14.9

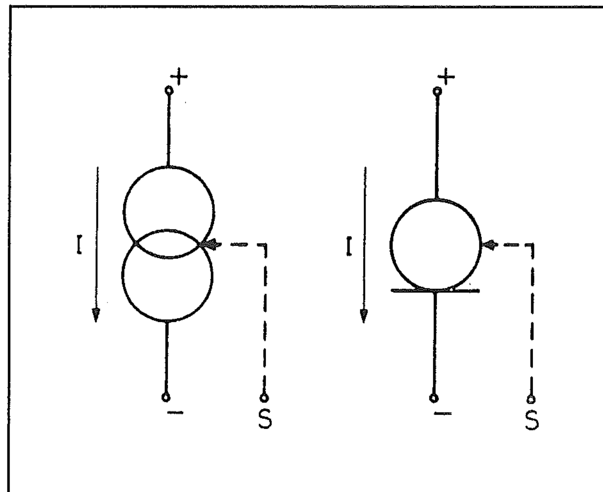


6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

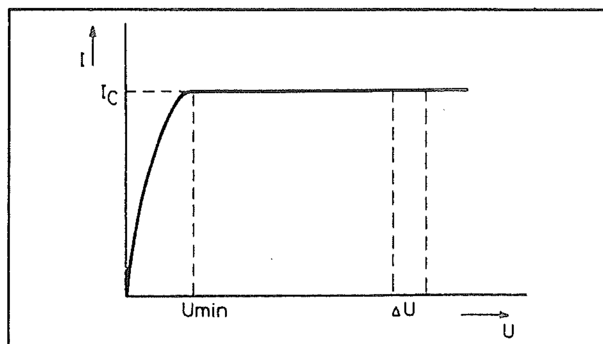
De gestippeld getekende lijn is alleen aanwezig als de grootte van de uitgangsstroom extern instelbaar is.
De voornaamste eigenschap van een stroombron is dat de geleverde stroom onafhankelijk is van de spanning die over de stroombron staat.
Dit wordt weergegeven in de transferkarakteristiek van figuur 6/6.19.11-2, die het verband geeft tussen de stroom door de stroombron en de spanning over de stroombron. De stroom blijft constant tussen een bepaalde minimale spanning U_{min} en een bepaalde maximale spanning U_{max}.
Een kleine spanningsvariatie ΔU over het onderdeel heeft geen stroomvariatie tot gevolg. Waaruit besloten kan worden dat de inwendige weerstand van de stroombron in theorie oneindig hoog is. Deze weerstand wordt immers gegeven door de formule:
$R = \Delta U / \Delta I$
en als ΔI gelijk is aan nul moet R wel oneindig hoog zijn. Een getal delen door nul levert immers een oneindig hoog resultaat op! Dit geldt uiteraard alleen bij de zuiver theoretische veronderstelling dat ΔI inderdaad 0 is. In de praktijk zal een ΔU toch een klein stroomverschil ΔI tot gevolg hebben, zodat de inwendige weerstand niet oneindig hoog is, maar toch ver in het MΩ-gebied ligt.

Soorten stroombronnen
Men kan stroombronnen naar hun principieel werkingsprincipe indelen in:
- FET's intern geschakeld als constante stroombron, ook Norton-dioden genoemd;
- stroomregulatoren in geïntegreerde vorm;
- binair te programmeren stroomschakelaars waarvan de uitgangsstroom afhankelijk is van een aantal op het IC aan te sluiten nauwkeurige weerstanden en van een binaire code die op de programmeringspennen van de schakeling wordt aangeboden. Deze schakelingen worden toegepast in analoog naar digitaal en digitaal naar analoog omzetters.

In de volgende paragrafen worden de verschillende soorten stroombronnen in het kort besproken.

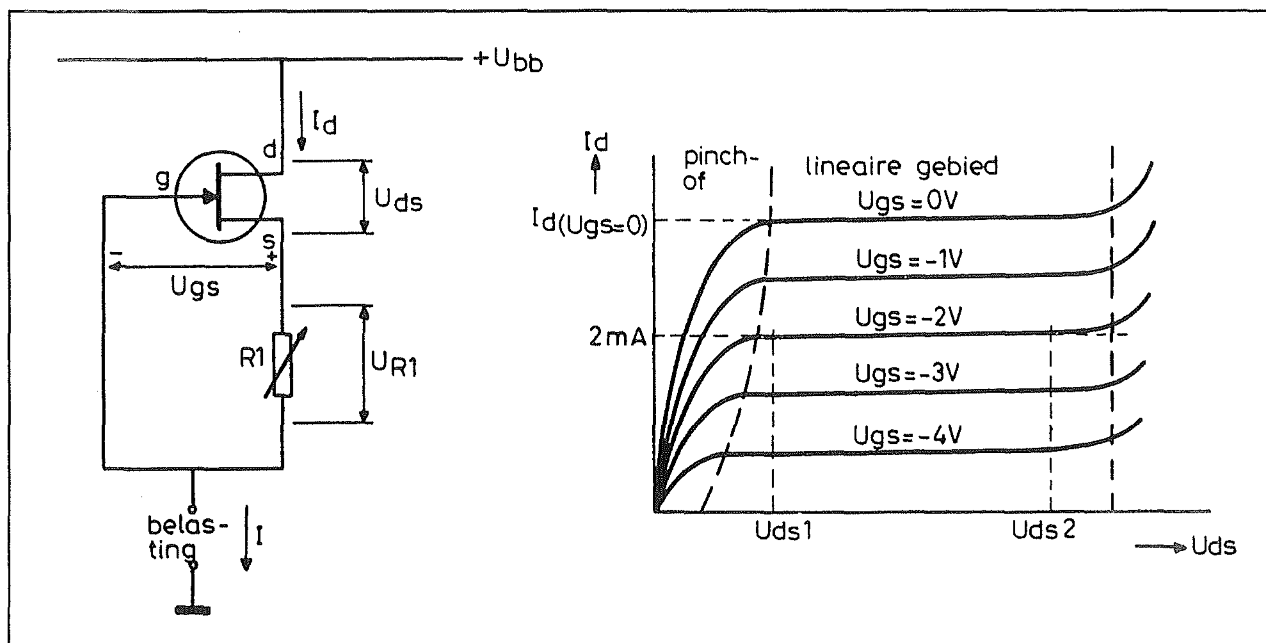


Figuur 6/6.19.11-1: Twee symbolen die voor stroombronnen worden toegepast.



Figuur 6/6.19.11-2: De transferkarakteristiek van een stroombron.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-3: Een FET kan als constante stroombron worden geschakeld.

De FET als stroombron

Werking

De transferkarakteristiek van een veldeffect transistor, getekend in figuur 6/6.19.11-3, lijkt op deze van een stroombron. Als de drain/source-spanning groter wordt dan de pinch-of drempel U_{ds1} zal de FET zich als constante stroombron gedragen. De waarde van de stroom wordt alleen bepaald door de spanning tussen gate en source.

In dezelfde figuur is het schema voorgesteld waarop alle FET-stroombronnen gebaseerd zijn. De noodzakelijke gate/source-spanning wordt opgewekt door een weerstand in serie met de source op te nemen. De gate is verbonden met de onderste aansluiting van deze weerstand, zodat de spanningsval U_{R1} over de weerstand gelijk wordt aan de instelspanning U_{gs} van de FET. De waarde van de weerstand bepaalt de grootte van de U_{gd} en dus ook de waarde van de constante stroom die door de FET zal vloeien.

Enige voorwaarde is dat de drain/source-spanning groter is dan de pinch-of drempel U_{ds1}.

Deze waarde wordt in de specificaties van de FET-stroombronnen de “grensspanning” genoemd.

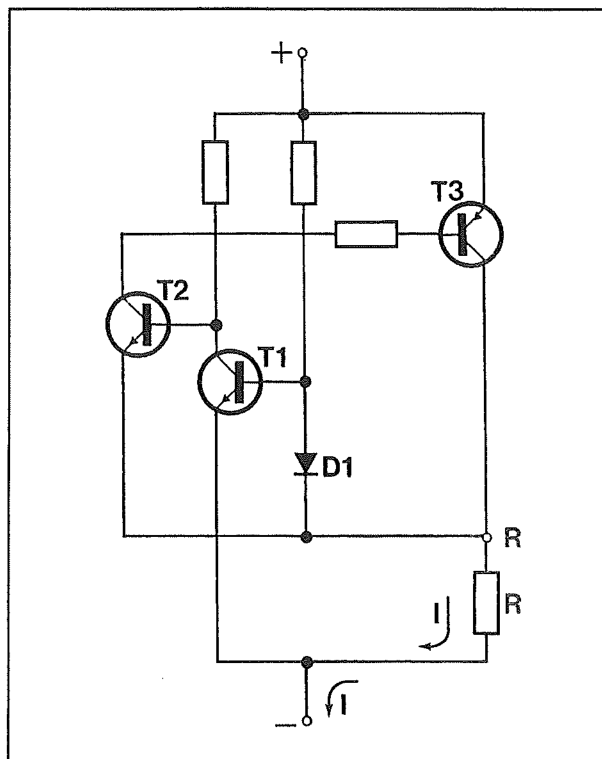
Opmerking

De op een FET gebaseerde stroombronnen worden ook wel eens Norton-dioden genoemd.

Geïntegreerde stroomregulatoren

Inleiding

Geïntegreerde stroomregulatoren zijn vereenvoudigd samengesteld volgens het schema van figuur 6/6.19.11-4.



Figuur 6/6.19.11-4: Basisschema van een geïntegreerde stroomregulator.

Tussen de aansluitingen "R" en "-" kan een externe weerstand R worden aangebracht, die de grootte van de stroom vast legt. Als basis van het regelsysteem dat de stroom constant houdt wordt een siliciumdiode D1 gebruikt. Als de stroom I die door de schakeling geleverd wordt zou stijgen zal de spanning op de emitter van T1 gaan dalen. Deze halfgeleider gaat meer geleiden, de spanning op de collector daalt. De basis/emitter-spanning van T2 wordt kleiner, deze transistor gaat minder geleiden. De spanning op de collector neemt toe, transistor T3 zal minder basisstroom trekken en dus minder gaan geleiden. De equivalente weerstand van deze halfgeleider neemt toe, de oorspronkelijke stijging van de uitgangsstroom wordt tegengewerkt. Door het variëren van de waarde van de weerstand R kan men een andere constante stroom instellen.

Nadeel

Nadeel van deze schakeling is dat zij zeer temperatuursafhankelijk is. Het spanningsverschil tussen de basis en de emitter van T1, dat het regelsysteem stuurt, hangt immers voor een deel af van de spanning over de Si-diode en deze is, zoals men weet, zeer temperatuursafhankelijk. Zonder speciale maatregelen kan men het IC zelfs gebruiken als temperatuursensor!

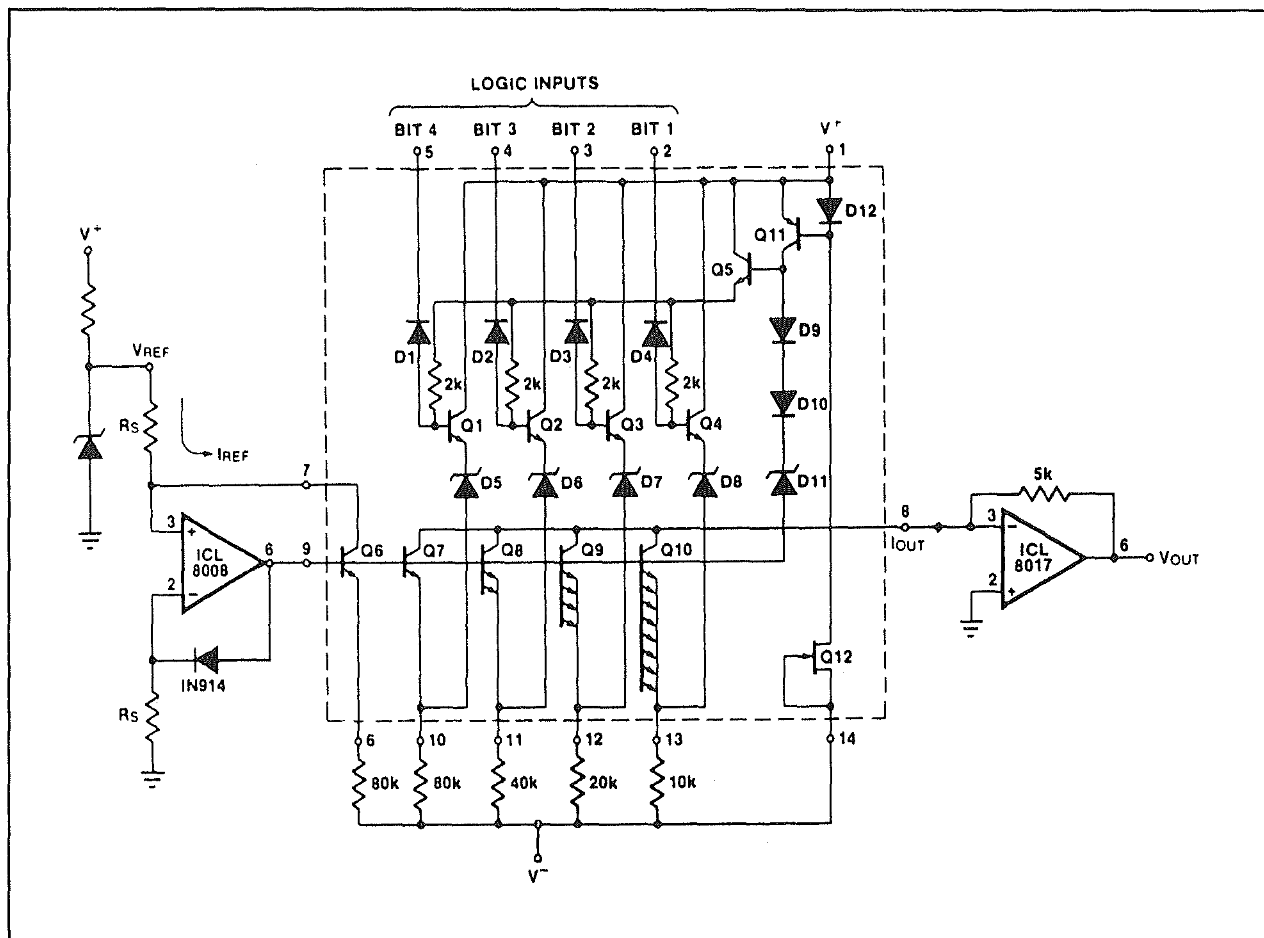
Programmeerbare stroomschakelaars

Principiële werking

Het intern schema van en de noodzakelijke externe schakeling van een programmeerbare stroomschakelaar is getekend in figuur 6/6.19.11-5.
De schakeling van het IC bestaat uit drie delen:
- een zeer nauwkeurige stroombron met als actief element de transistor Q6;
- vier stroomversterkers rond de transistoren Q7 tot en met Q10 die de basisstroom van Q6 versterken tot 1x, 2x, 4x en 8x de basiswaarde;
- vier logische schakelaars die de stromen van de vier stroomversterkers op bevel van de binaire code op de vier besturingsingangen BIT 1 tot en met BIT 4 naar de stroomuitgang I_{OUT} schakelen.

De interne transistor Q6 wordt opgenomen in een externe zeer nauwkeurige stroombron. In het voorbeeldschema is deze bron samengesteld uit een operationele versterker en een zenerdiode. Deze schakeling stuurt een zeer nauwkeurige stroom I_{REF} van 125 μA naar de collector van Q6.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-5: Intern schema van een programmeerbare stroomschakelaar met de noodzakelijke externe schakelingen.

De operationele versterker regelt de spanning op de basis van Q6 zodanig dat de collectorstroom van deze halfgeleider gelijk is aan de referentiestroom I_{REF} die via weerstand R_s uit de zenerspanning wordt afgeleid. De basis van Q6 is rechtstreeks verbonden met de basissen van de transistoren Q7 tot en met Q10. Deze lijn noemt men de gemeenschappelijke basislijn of de "common base line".

De vijf transistoren Q6 tot en met Q10 zijn zo ontworpen dat zij volledig identieke eigenschappen hebben. Tussen de respectievelijke emitters en de negatieve voeding staan gewogen weerstanden die onderling een verhouding van 1/2/4/8 hebben. Bovendien is de grootste van deze weerstanden gelijk aan de waarde van de emitterweerstand van Q6. In de voorbeeldschakeling de emitterweerstand van Q6 80 kΩ, de waarden van de overige emitter-weerstanden zijn dus gelijk aan 80, 40, 20 en 10 kΩ. Omdat alle transistoren op dezelfde basisspanning staan en bovendien gelijke basis/emitter-spanningen hebben kan het niet anders of over al deze weerstanden staan gelijke spanningen. Het gevolg is dat door de transistoren stromen lopen die gelijk zijn aan 1x, 2x, 4x en 8x I_{REF}. Door Q7 loopt een stroom van 125 μA, door Q8 vloeit 250 μA, Q9 levert 500 μA en Q10 draagt 1 mA bij.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

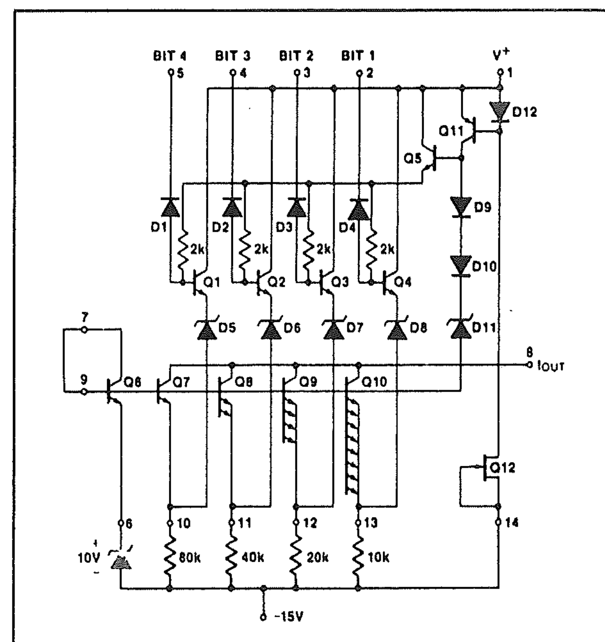
Noteer dat deze stroomverhouding volledig afhankelijk is van de nauwkeurigheid van de externe weerstanden en dat de eenheidsstroom wordt bepaald door de stroom die men in de collector van Q6 stuurt! De collectoren van de vier stroomversterkers zijn verbonden met de I_{OUT}-pen van het IC. Door deze aansluiting zal dus de totale stroom vloeien van alle geleidende transistoren. Het al dan niet in geleiding sturen van deze transistoren wordt gecontroleerd door vier schakeltrappen rond Q1 tot en met Q4, die de TTL-signalen op de besturingsingangen omzetten in signalen die de zenerdioden D5 tot en met D8 al dan niet in geleiding sturen. Als een diode doorslaat komt er een grote positieve spanning te staan op de emitter van de corresponderende stroomversterker. De emitter wordt positiever dan de basis, de halfgeleider spert en de collectorstroom wordt gelijk aan nul. De uitgangsstroom kan door middel van de vier bit brede binaire code op de besturingsingangen in 16 stappen ingesteld worden tussen 0 * I_{REF} en 15 * I_{REF}.

Opmerking

Hoewel dit soort IC's speciaal ontworpen is voor gebruik in analoog naar digitaal en digitaal naar analoog omzetters kan men deze programmeerbare stroombronnen uiteraard voor een heleboel andere toepassingen inzetten. De uitgangsstroom is immers op een zeer eenvoudige manier om te zetten in een spanning, zie het schema van figuur 6/6.19.11-5. Op deze manier zou men dus bijvoorbeeld een digitaal te programmeren voeding kunnen ontwerpen.

Genereren van de referentiestroom

In het voorbeeld van figuur 6/6.19.11-5 is slechts één manier gegeven om de referentiestroom I_{REF} te genereren. Men kan bijvoorbeeld ook gebruik maken van de zenerreferentie van het schema van figuur 6/6.19.11-6. De interne transistor Q6 wordt als diode geschakeld en in serie met de zenerdiode opgenomen. Ook nu wordt er een constante spanning tussen de basissen en de emitters van alle stroomversterkers opgewekt, een zenerdiode van 10 V heeft een referentiestroom van ongeveer 250 µA tot gevolg.

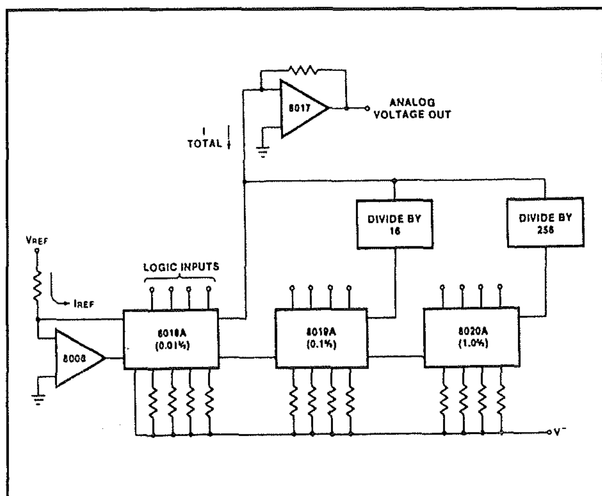


Figuur 6/6.19.11-6: Het genereren van de referentiestroom door middel van een zenerdiode.

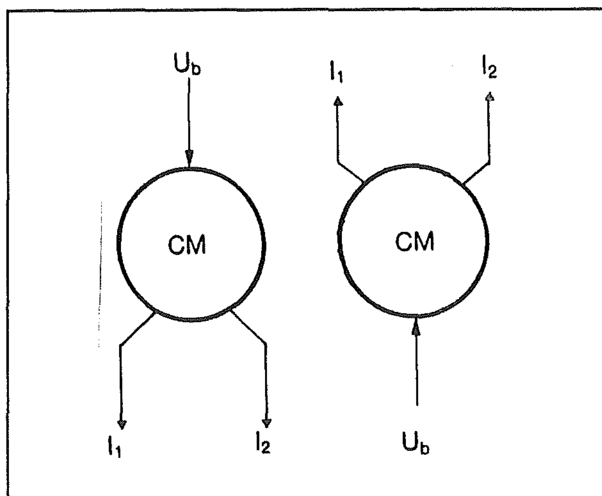
Verhogen van de resolutie

Voor de meeste praktische toepassingen zal een resolutie van vier bit veel te laag zijn. Men kan diverse identieke stroomschakelaars combineren volgens het schema van figuur 6/6.19.11-7. De uitgangsstromen van het tweede en derde IC moeten dan echter verzwakt worden met een factor van 16 en 256 alvorens zij worden aangeboden aan het sommatie punt van de stroom naar spanning omzetter.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-7: Cascaderen van drie stroomschakelaars met een resolutie van vier bit tot een systeem met een resolutie van 12 bit.



Figuur 6/6.19.11-8: Het symbool van een stroomspiegel.

De stroomspiegel

Inleiding

Het symbool van een stroomspiegel is getekend in figuur 6/6.19.11-8. De schakeling heeft een ingang waarin een stroom I_1 vloeit en een uitgang waarin een stroom I_2 vloeit. De verhouding tussen beide stromen wordt door de interne structuur van de stroomspiegel bepaald maar zal onder alle normale omstandigheden constant blijven. Er zijn stroomspiegels op de markt waarbij de verhouding tussen in- en uitgangsstroom precies gelijk is aan 1:1 of 1:2, maar bijvoorbeeld ook 2:1. Zoals uit de tekening blijkt zijn er zowel spiegels op de markt die stromen leveren als die stromen opnemen. Men spreekt van "source" en "sink".

De Winston-schakeling

In figuur 6/6.19.11-9 is het principiële schema van een stroomspiegel getekend. De drie transistoren T1, T2 en T3 hebben identieke eigenschappen.
Er bestaat een bepaald exponentieel verband tussen de basis/emitter-spanning van een transistor en de collectorstroom. In deze formule zijn een aantal parameters aanwezig die te maken hebben met materiaal eigenschappen en de temperatuur.
Omdat alle transistoren op dezelfde temperatuur staan en identieke eigenschappen bezitten kan men stellen dat gelijke basis/emitter-spanningen gelijke collectorstromen tot gevolg hebben.
Aangetoond moet worden dat de uitgangsstroom I_2 van de schakeling gelijk is aan de ingangsstroom I_1.
De transistoren T1 en T2 hebben identieke basis/emitter-spanningen, hun collectorstromen zijn dus gelijk:
(1) $I_{c1} = I_{c2}$
Men kan aan de hand van de wet van Kirchoff een aantal stroomvergelijkingen opstellen:
(2) $I_{c1} = I_1 - I_{b3}$
(3) $I_{c2} = I_{c3} + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$
(4) $I_{c3} = I_2$

Uit (1) volgt dat (2) en (3) identiek zijn. Bovendien kan men I_{c3} in (3) vervangen door (4):

(5) $I_1 - I_{b3} = I_2 + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$

Omdat alle transistoren identiek zijn kan men alle basisstromen aan elkaar gelijk stellen:

(6) $I_{b1} = I_{b2} = I_{b3} = I_b$

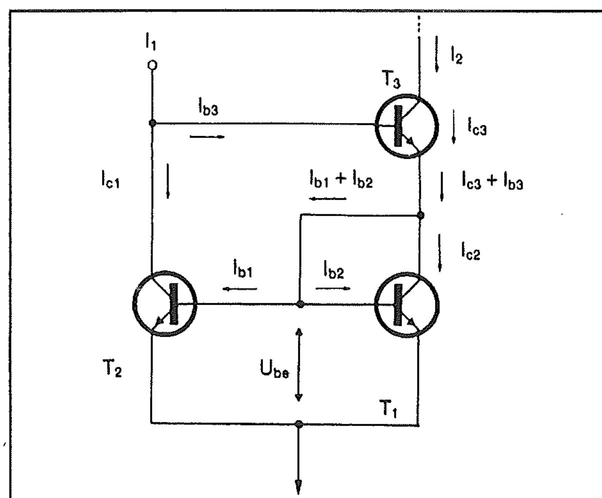
Toepassen van (6) in (5):

(7) $I_1 - I_b = I_2 + I_b - I_b - I_b$

Waaruit onmiddellijk volgt:

(8) $I_1 = I_2$

De besproken schakeling levert steeds een stroomverhouding tussen in en uit van 1:1. Door tijdens de fabricage van het IC aan bepaalde transistoren andere materiaalconstanten te geven kan men het geheel op een andere verhouding instellen.

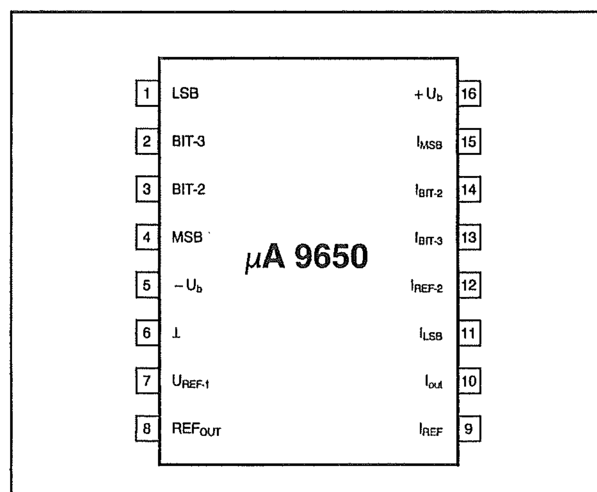


Figuur 6/6.19.11-9: Het fundamenteel schema van een stroomspiegel met een stroomverhouding van 1:1.

Toepassingen van stroomspiegels

Stroomspiegels kunnen ingezet worden in schakelingen waarbij zeer kleine stromen omgezet moeten worden in meetbare signalen. Fotogevoelige detectoren werken meestal in sperbedrijf. De fotodiode of-transistor staat in sper ingesteld, het invallen van een foton heeft tot gevolg dat de lekstroom even toeneemt. Deze zeer kleine stromen kunnen door middel van een stroomspiegel met een 1:16 verhouding 16 maal versterkt worden en nadien door geëigende schakelingen omgezet worden in een spanning.

Een tweede toepassing van stroomspiegels zijn stroomlussen, die in de datacommunicatie worden gebruikt om digitale gegevens onder de vorm van stroompulsen over lange leidingen te versturen.



Figuur 6/6.19.11-10: Aansluitgegevens van de µA9650.

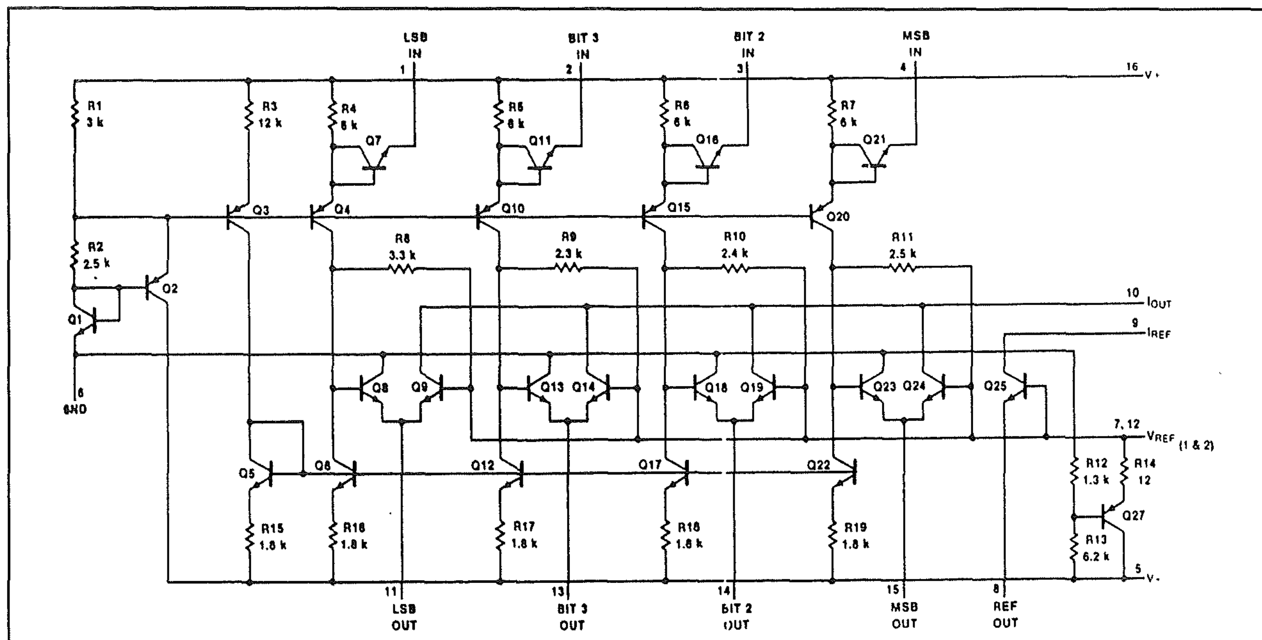
Typebeschrijving stroombronnen

µA9650

Korte beschrijving

Zeer snelle en zeer nauwkeurige digitaal programmeerbare stroombron, ontworpen voor gebruik in analoog naar digitaal en digitaal naar analoog omzetters tot een resolutie van 12 bit.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-11: Intern schema van de µA9650.

Logic Input	Nominal Output Current (mA)	Logic Input	Nominal Output Current (mA)
0000	1.875	1000	0.875
0001	1.750	1001	0.750
0010	1.625	1010	0.625
0011	1.500	1011	0.500
0100	1.375	1100	0.375
0101	1.250	1101	0.250
0110	1.125	1110	0.125
0111	1.000	1111	0.000

Figuur 6/6.19.11-12: Relatie tussen de binaire code op de ingangen en de grootte van de uitgangsstroom bij de µA9650.

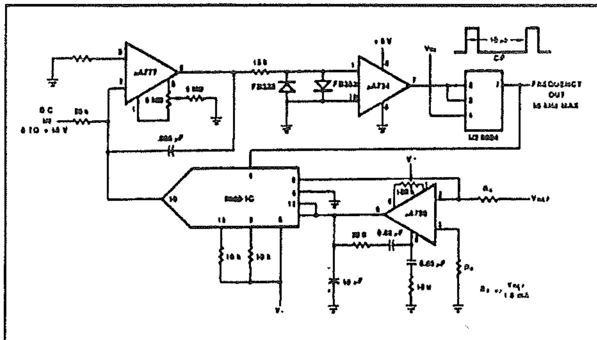
De binaire ingangen zijn TTL-compatible. De schakeling is leverbaar in drie nauwkeurigheidsklassen, zodat men op de meest economische manier een 12 bit omzetter kan samenstellen.

Technische gegevens

- fabrikant: Fairchild
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-10
- intern schema: figuur 6/6.19.11-11
- voedingsspanningen:
  +7 V en -18 V max.
  +5 V en -15 V typisch
- voedingsstromen:
  +10 mA en -15 mA max.
- referentiestroom: 1,0 mA max.
- uitgangsstromen:
  MSB: 2,0 mA max.
  bit 2: 1,0 mA max.
  bit 3: 0,5 mA max.
  LSB: 0,25 mA max.
- waarheidstabel: figuur 6/6.19.11-12
- lekstroom: 500 nA max.
- uitgangsimpedantie: 5,0 MΩ typisch
- uitgangsspanning:
  -4,0 V min., +Ub max.
- lineariteit:
  µA9650-1C: +0,01 % volle schaal max.
  µA9650-2C: +0,05 % volle schaal max.
  µA9650-3C: +0,2 % volle schaal max.
- afwijking volle schaal:
  µA9560-1C: +0,1 % max.
  µA9650-2C: +0,2 % max.
  µA9650-3C: +0,4 % max.

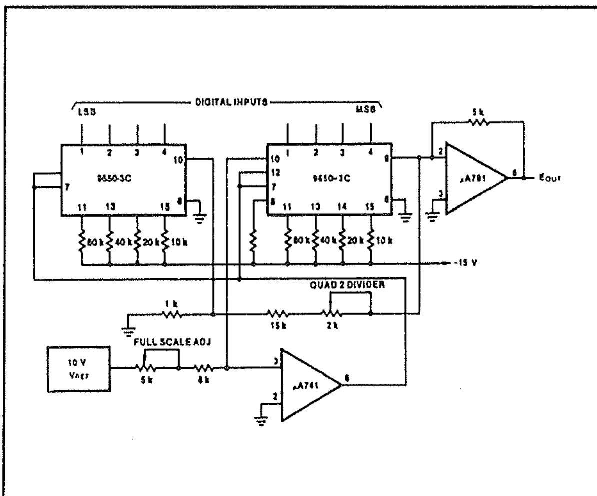
Voorbeeldschakelingen

In figuur 6/6.19.11-13 wordt de µA9650 gebruikt als spanning naar stroom omzetter in een spanning naar frequentie omzetter.



Figuur 6/6.19.11-13: De µA9650 gebruikt als spanning naar frequentie omzetter.

In figuur 6/6.19.11-14 worden twee µA9650 stroombronnen in een acht bit brede digitaal naar analoog omzetter toegepast.



Figuur 6/6.19.11-14: Een DAC met een resolutie van 8 bit met twee µA9650 IC's.

In figuur 6/6.19.11-15 is de volledig uitgewerkte schakeling van een zeer snelle acht bit brede analoog naar digitaal omzetter voorgesteld.

ICL8018A

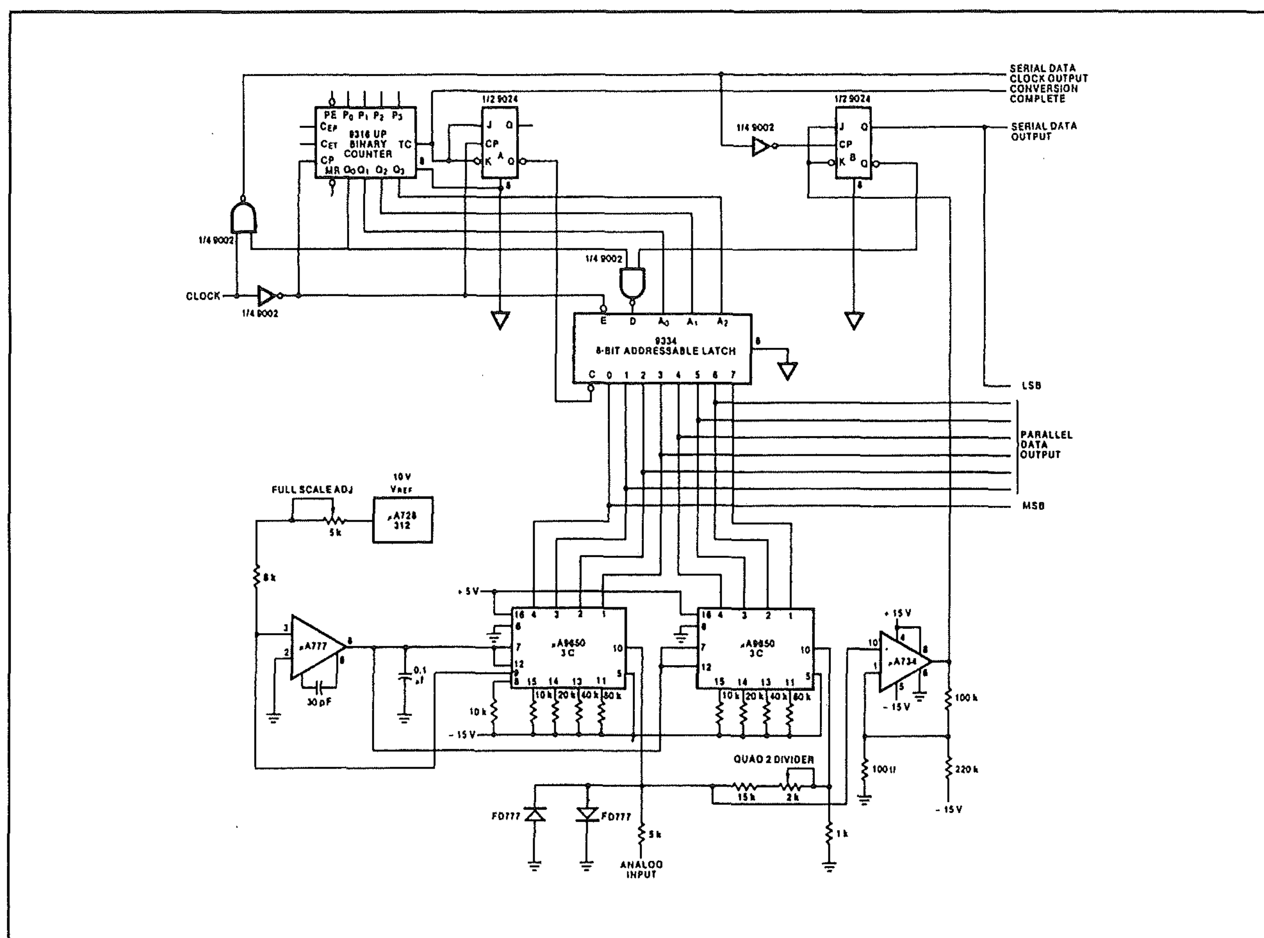
Korte beschrijving

De ICL8018A is een zeer snelle en zeer nauwkeurige digitaal programmeerbare stroombron, ontworpen voor gebruik in analoog naar digitaal en digitaal naar analoog omzetters tot een resolutie van 12 bit.
De binaire ingangen zijn TTL-compatible. De ICL8018 kan samen met de ICL8019 en ICL8020 gebruikt worden voor het samenstellen van 8 of 12 bit brede DAC's.

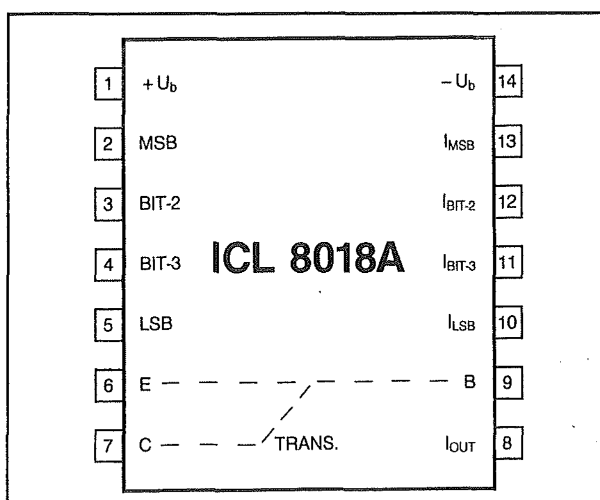
Technische gegevens

- fabrikant: Intersil
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-16
- intern schema: figuur 6/6.19.11-17
- voedingsspanningen:
  +20 V max., +15 V typisch
- voedingsstromen:
  +10 mA en - 3 mA max.
- referentiestroom: 125 µA
- uitgangsstromen:
  MSB: 1,0 mA
  bit 2: 0,5 mA
  bit 3: 0,25 mA
  LSB: 0,125 mA
- waarheidstabel: figuur 6/6.19.11-18
- lekstroom: 50 nA max.
- uitgangsspanning:
  Ub +1 V min., +10 V max.
- lineariteit: +0,01 % volle schaal max.
- afwijking volle schaal: + 0,01 % max.
- temp. coëf.: +5 ppm/°C max.
- settling time: 100 ns
- schakeltijd: 40 ns

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-15: Een acht bit ADC met twee programmeerbare stroombronnen van het type µA9650.



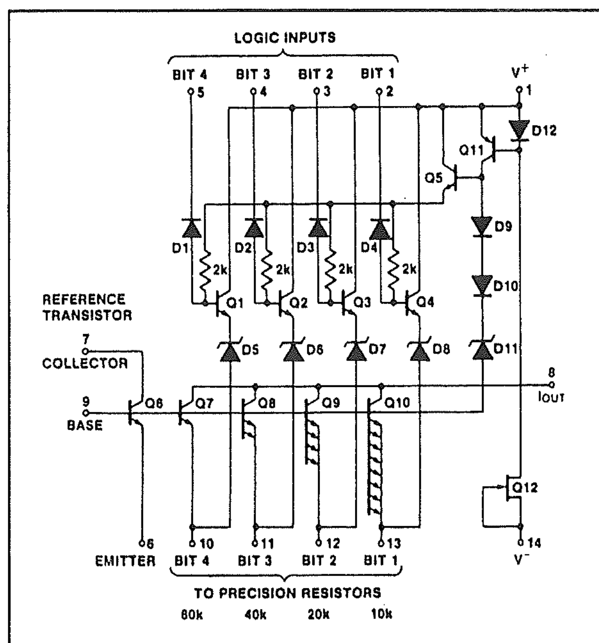
Figuur 6/6.19.11-16: Aansluitgegevens van de ICL8018A.

Voorbeeldschakelingen

In figuur 6/6.19.11-19 is het basisschema rond de ICL8018 getekend, waarbij de uitgangsstroom door middel van een operationele versterker wordt omgezet in een uitgangsspanning.

In figuur 6/6.19.11-20 wordt een 12 bit DAC voorgesteld met de drie leden van de ICL80xx-familie. Naarmate de nauwkeurigheid minder belangrijk wordt (dus naar het LSB toe) worden steeds minder nauwkeurige leden van de familie ingezet.

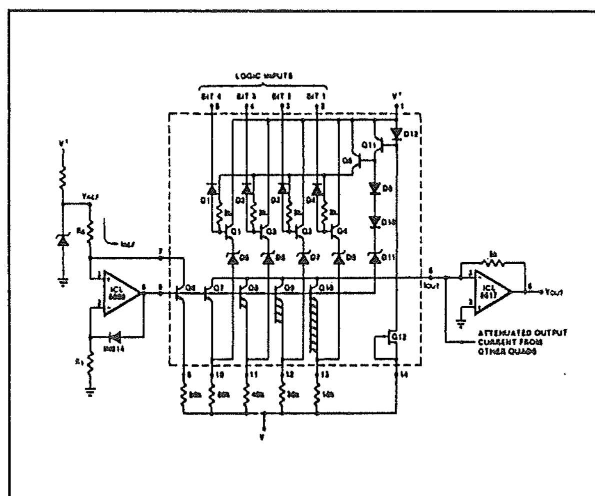
6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-17: Intern schema van de ICL8018.

Logic Input	Nominal Output Current (mA)
0 0 0 0	1.875
0 0 0 1	1.750
0 0 1 0	1.625
0 0 1 1	1.500
0 1 0 0	1.375
0 1 0 1	1.250
0 1 1 0	1.125
0 1 1 1	1.000
1 0 0 0	0.825
1 0 0 1	0.750
1 0 1 0	0.625
1 0 1 1	0.500
1 1 0 0	0.375
1 1 0 1	0.250
1 1 1 0	0.125
1 1 1 1	0.000

Figuur 6/6.19.11-18: Verband tussen digitale code op de ingangen en uitgangsstroom bij de ICL8018.



Figuur 6/6.19.11-19: Basisschakeling rond de ICL8018 waarbij de uitgangsstroom wordt omgezet in een uitgangsspanning.

ICL8019A

Korte beschrijving

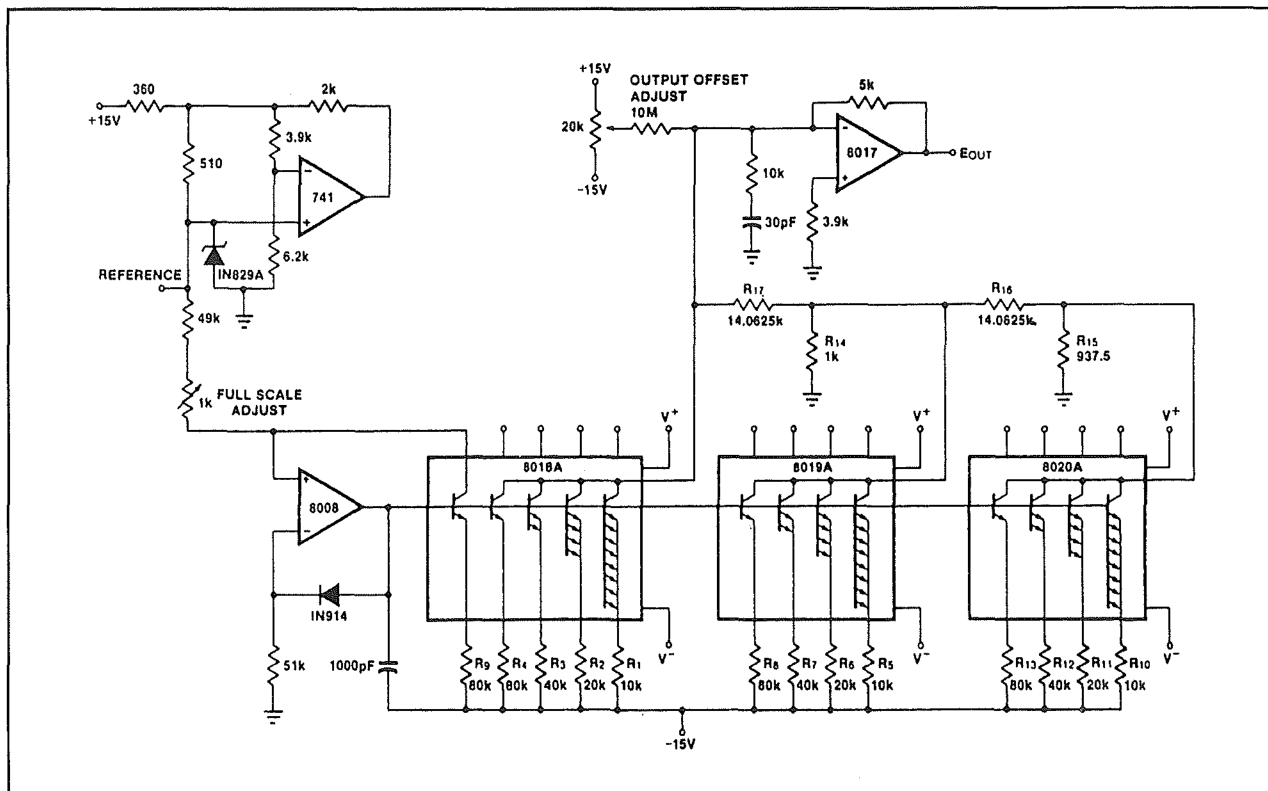
De ICL8019 is functie- en pen-compatible met de ICL8018, echter met andere nauwkeurigheidsspecificaties, namelijk een lineariteit van +0,1 % volle schaal max. en een maximale afwijking volle schaal van +0,1 %.

ICL8020A

Korte kennismaking

Ook dit IC is functie- en pen-compatible met de ICL8018, echter met andere nauwkeurigheidsspecificaties, namelijk een lineariteit van +1,0 % volle schaal en een maximale afwijkin g volle schaal van +1,0 %.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-20: Een 12 bit DAC met de drie leden van de ICL80xx-familie.

LM134, LM234, LM334

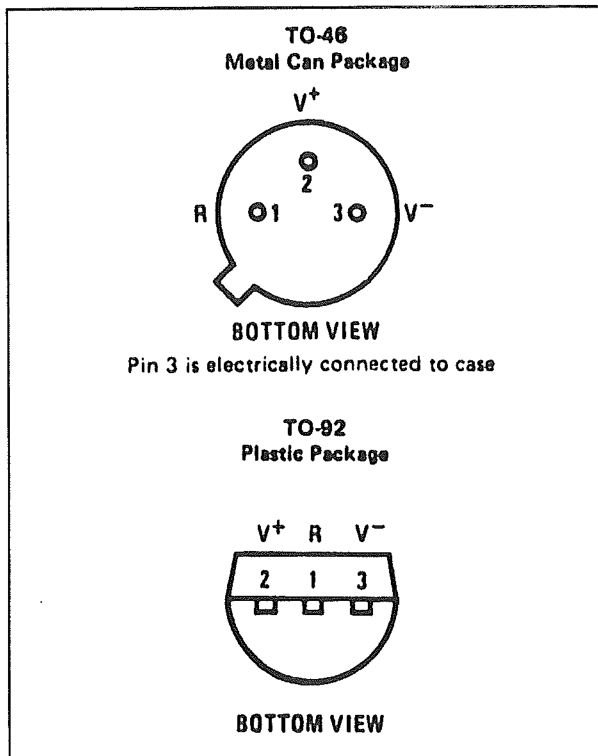
Korte beschrijving

Dé drie bekendste stroombronnen van NatSemi, oeroud maar nog steeds springlevend! Over vier decaden instelbare stroombronnen in driepens-behuizing, geschikt voor voedingsspanningen tussen 1 V en 40 V. De stroom wordt bepaald door de waarde van een weerstand tussen twee aansluitingen van het IC, zodat het mogelijk is het IC als tweepool in een schakeling op te nemen. De verschillen tussen de drie leden van deze familie hebben te maken met beschikbare behuizingen en nauwkeurigheid.

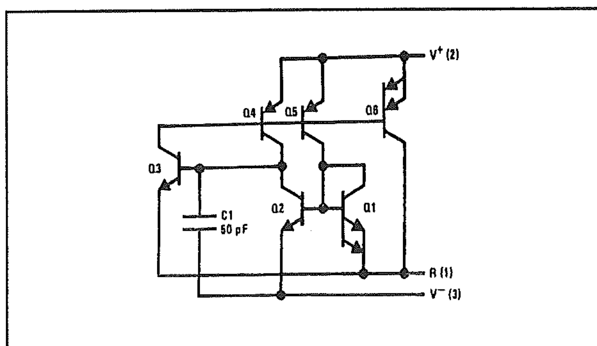
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: TO-46, TO-92
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-21
- intern schema: figuur 6/6.19.11-22
- voedingsspanning: 40 V max., 1 V min.
- sperspanning: -20 V max.
- spanning tussen R en -Ub: 5 V max.
- uitgangsstroom: 1 µA tot 10 mA
  67,7 mV/R_{SET}
- lekstroom: 2 µA max.
- variatie stroom in functie Ub:
  0,05 %/V max.
- shuntcapaciteit: 15 pF typisch
- afwijking van berekende waarde:
  8 % max.
- temperatuurbereik:
  LM134: -55 °C tot +125 °C
  LM234: -25 °C tot +100 °C
  LM334: 0 °C tot +70 °C

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



Figuur 6/6.19.11-21: Aansluitgegevens van de LMx24-familie.



Figuur 6/6.19.11-22: Intern schema van de LMx34 schakelingen.

Temperatuurscoëfficiënt

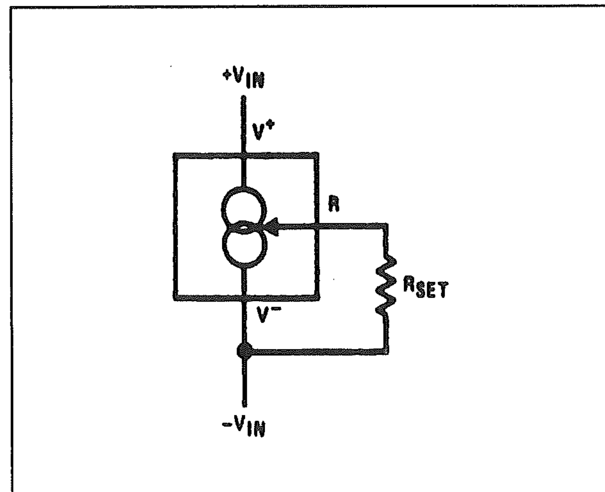
De uitgangsstroom van deze IC's is recht evenredig met de temperatuur uitgedrukt in °K volgens de formule:

$I = I_0 * (T/T_0)$

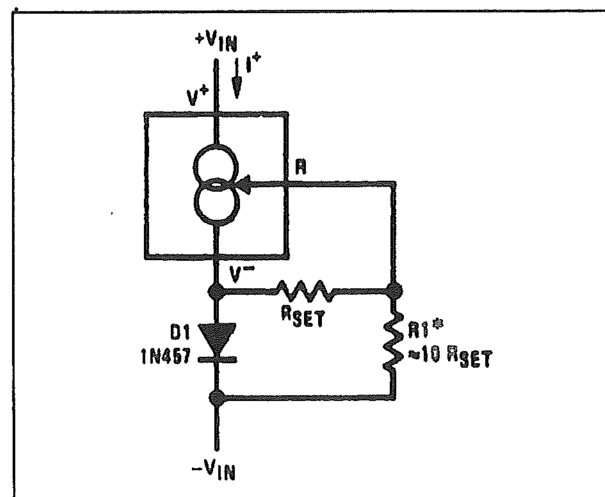
waarbij I_0 de gemeten stroom voorstelt bij een referentietemperatuur T_0. Gelukkig kan deze zeer grote temperatuursafhankelijkheid op een eenvoudige manier gecompenseerd worden, zie voorbeeldschakelingen.

Voorbeeldschakelingen

In figuur 6/6.19.11-21-23 is het basisschema van een stroombron met een LMx34 getekend, echter met een grote temperatuurscoëfficiënt.

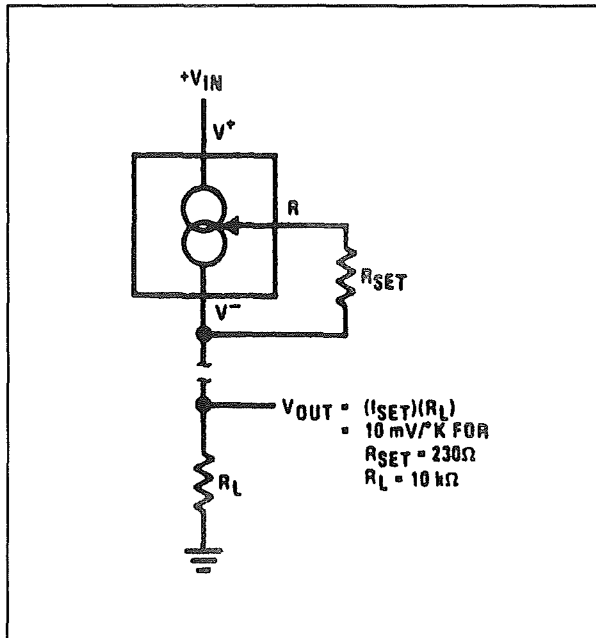


Figuur 6/6.19.11-23: Basisschema van stroombronnen met de LMx34-serie

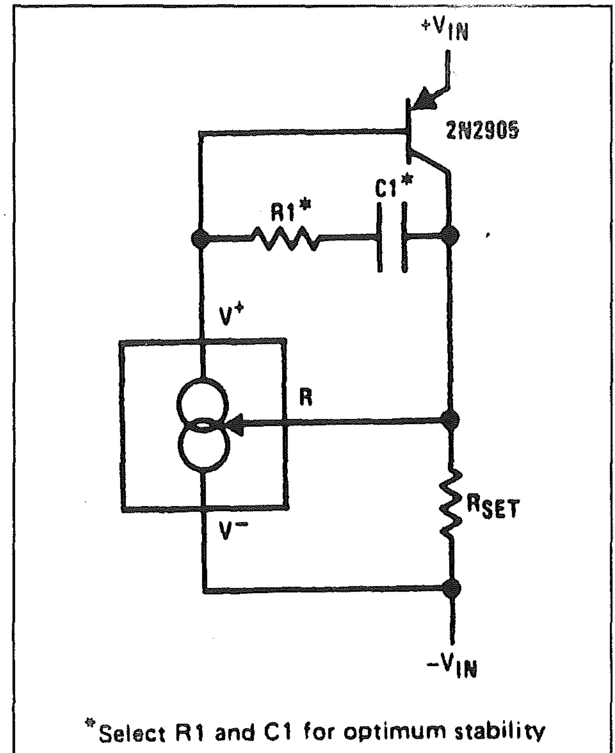


Figuur 6/6.19.11-24: Compensatie van de temperatuurscoëfficiënt.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



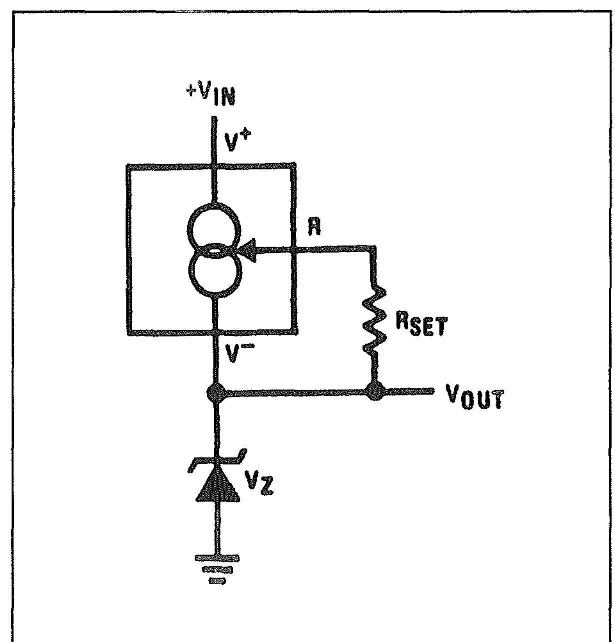
Figuur 6/6.19.11-25: Een eenvoudige temperatuurmeter met een in °K geijkte schaal.



Figuur 6/6.19.11-26: Vergroten van de uitgangsstroom door het parallel schakelen van een transistor.

Compensatie van de temperatuurscoëfficiënt

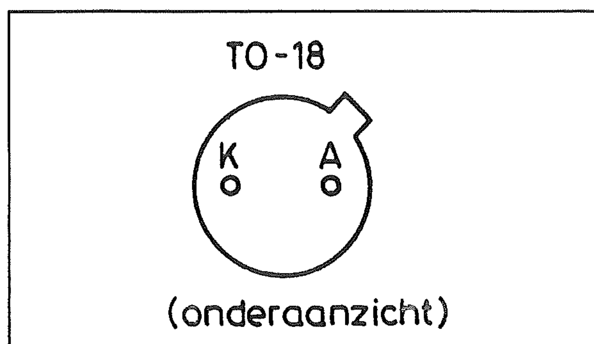
Compensatie van de temperatuursdrift met behulp van een in serie opgenomen siliciumdiode is getekend in figuur 6/6.19.11-24. De temperatuurscoëfficiënt wordt 0 als R1 gelijk is aan 10 * R_{SET}.
In figuur 6/6.19.11-25 is een eenvoudige temperatuurmeter met een in °K geijkte schaal en een schaalfactor van 10 mV/°K getekend.
Men kan de uitgangsstroom van de stroombron vergroten door het parallel schakelen van een transistor, zoals voorgesteld in figuur 6/6.19.11-26.
Stroombronnen zijn ideale onderdelen voor het stabiel instellen van een zenerdiode. Hoe dat gaat met de LMx34-familie is getekend in figuur 6/6.19.11-27. Het resultaat is een uitstekende, stabiele en goedkope spanningsreferentie!



Figuur 6/6.19.11-27: Het instellen van een zenerdiode met een constante stroombron.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

Equivalenten
Vanwege het succes van dit ontwerp zijn Europese fabrikanten op de idee gekomen vergelijkbare stroombronnen op de markt te brengen. Een overzicht:
- TDC0134 van Thomson Semiconductors, LM134
- TDE0134 van Thomson Semiconductors, LM234
- TDB0134 van Thomson Semiconductors, LM334

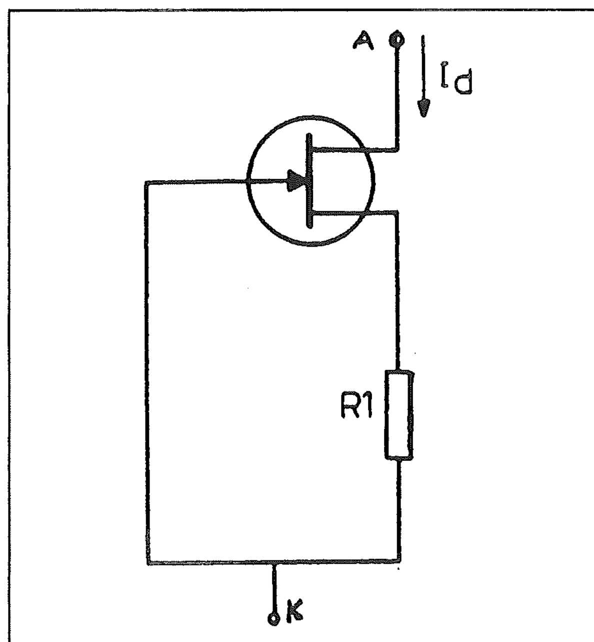


Figuur 6/6.19.11-28: Aansluitgegevens van de CRxxx- en CRRxxx-series.

CRxxx

Korte kennismaking
Een serie als Norton-diode geschakelde FET's met vaste constante stromen tussen 220 µA en 5,3 mA. De stroom wordt aangegeven door de xxx-code in het type nummer.

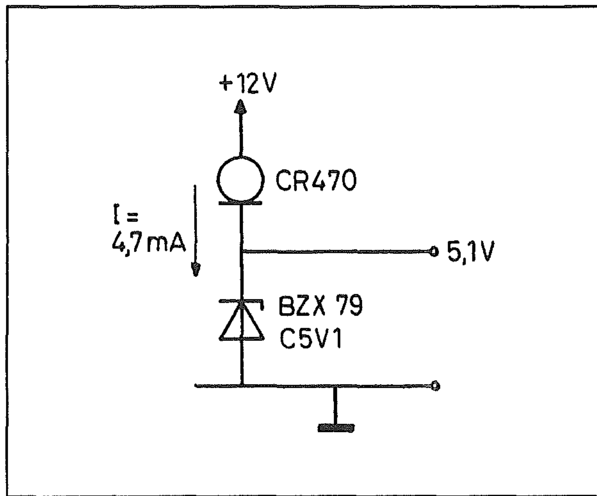
Technische gegevens
- fabrikant: Siliconix
- behuizing: TO-18
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-28
- intern schema: figuur 6/6.19.11-29
- maximale spanning: 100 V
- leverbare types:
  CR022, CR024, CR027, CR030, CR033, CR039, CR043, CR047, CR056, CR062, CR068, CR075, CR082, CR091, CR100, CR110-, CR120, CR130, CR140, CR150, CR160, CR180, CR200, CR220, CR240, CR270, CR300, CR330, CR360, CR390, CR430, CR470, CR530
- uitgangsstroom:
  CR022: 220 µA
  CR530: 5,30 mA
- impedantie:
  CR022: 13 MΩ
  CR530: 200 kΩ
- spreiding op de stroom: 10 % max.



Figuur 6/6.19.11-29: Intern blokschema van de CRxxx en CRRxxx stroombronnen.

Voorbeeld-schakeling
In figuur 6/6.19.11-30 is de meest gebruikelijke toepassing van de CRxx-serie getekend: als stroombrom voor het instellen van een zenerdiode. Iedere zenerdiode heeft een bepaalde stroom waarbij de temperatuurscoëfficiënt zo goed als nul is. Men kan dus iedere zenerdiode instellen met een bijbehorende stroombron uit de CRxxx-serie.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

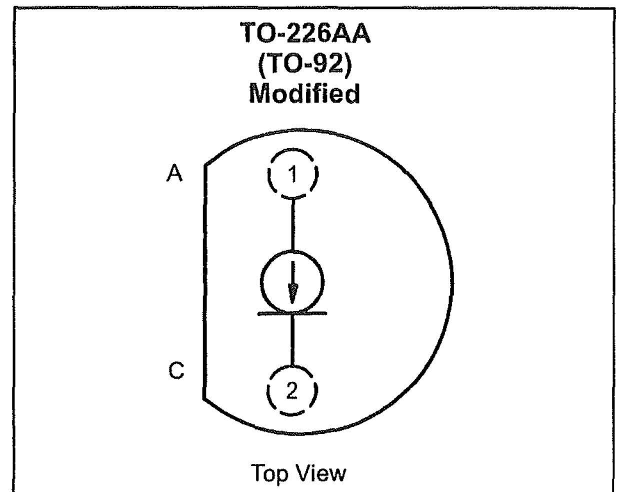


Figuur 6/6.19.11-30: Het instellen van een zenerdiode op minimale temperatuursdrift door middel van een stroombron uit de CRxxx-reeks.

CRRxxx

Korte kennismaking
Een serie als Norton-diode geschakelde FET's met vaste constante stromen tussen 240 μA en 4,3 mA. De stroom wordt aangegeven door de xxx-code in het typenummer.

Technische gegevens
- fabrikant: Siliconix
- behuizing: TO-18
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-28
- intern schema: figuur 6/6.19.11-29
- maximale spanning: 100 V
- leverbare typen:
  CRR0240, CRR0360, CRR0560, CRR0800, CRR1250, CRR1950, CRR2900, CRR4300
- uitgangsstroom:
  CRR0220: 240 μA
  CRR4300: 4,30 mA
- impedantie:
  CRR0220: 0,9 MΩ
  CRR4300: 500 kΩ
- spreiding op de stroom: 25 % max.



Figuur 6/6.19.11-31: Aansluitgegevens van de Jxxx-serie.

Jxxx

Korte kennismaking
Deze Norton-dioden van Vishay leveren stromen van 0,24 mA tot en met 4,70 mA en zijn ondergebracht in TO-226 behuizing. De tolerantie op de stroom bedraagt ±20 %. De voedingsspanning bedraagt maximaal 50 V.

Technische gegevens
- fabrikant: Vishay
- behuizing: TO-226
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-31
- maximale spanning: 50 V
- leverbare typen en stromen:
  J500: 0,24 mA
  J501: 0,33 mA
  J502: 0,43 mA
  J504: 0,75 mA
  J505: 1,00 mA

J506: 1,40 mA
J507: 1,80 mA
J508: 2,40 mA
J509: 3,00 mA
J510: 3,60 mA
J511: 4,70 mA
- impedantie:
  J500: 15 MΩ
  J511: 300 kΩ
- spreiding op de stroom: 20 % max.

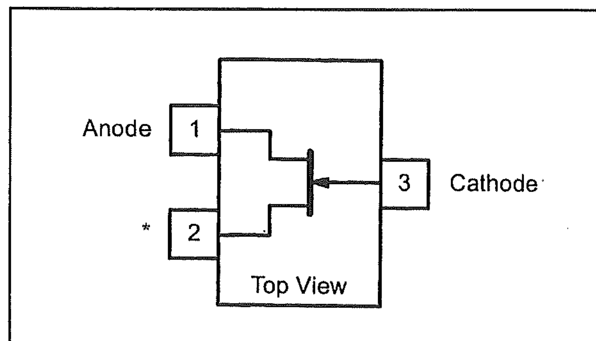
SST5xx

Korte kennismaking

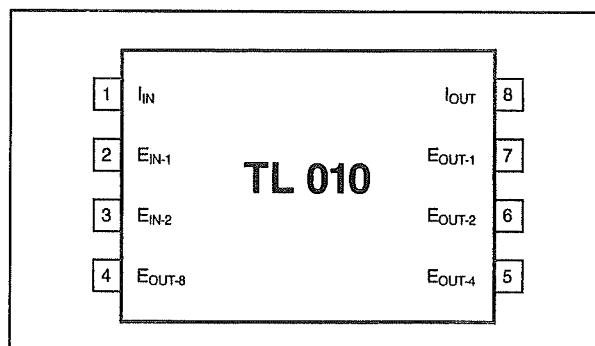
Deze Norton-dioden van Vishay leveren stromen van 0,43 mA tot en met 4,70 mA en zijn ondergebracht in TO-236 (SOT-23) behuizing voor SMD-toepassingen. De tolerantie op de stroom bedraagt ±20 %. De voedingsspanning bedraagt maximaal 45 V.

Technische gegevens

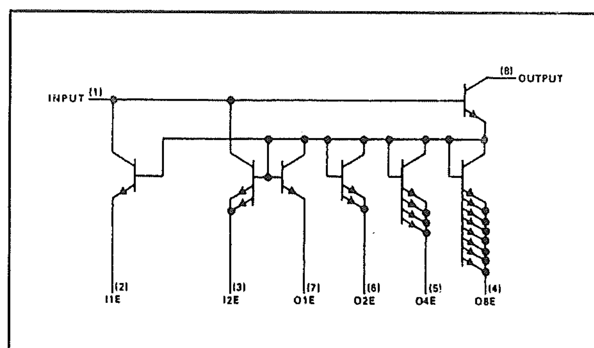
- fabrikant: Vishay
- behuizing: TO-236 (SOT-23)
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-32
- maximale spanning: 45 V
- leverbare typen en stromen:
  SST502: 0,43 mA
  SST503: 0,56 mA
  SST504: 0,75 mA
  SST505: 1,00 mA
  SST506: 1,40 mA
  SST507: 1,80 mA
  SST508: 2,40 mA
  SST509: 3,00 mA
  SST510: 3,60 mA
  SST511: 4,70 mA
- impedantie:
  SST502: 2,7 MΩ
  SST511: 200 kΩ
- spreiding op de stroom: 20 % max.



Figuur 6/6.19.11-32: Aansluitgegevens van de SSTxxx-serie, pen 2 moet extern worden doorverbonden met pen 3.



Figuur 6/6.19.11-33: Aansluitgegevens van de TL010.



Figuur 6/6.19.11-34: Intern schema van de TL010.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

EMITTER RATIO m:n†	CURRENT RATIO $h_F = I_O/I_I$	EMITTER RATIO m:n†	CURRENT RATIO $h_F = I_O/I_I$	EMITTER RATIO m:n†	CURRENT RATIO $h_F = I_O/I_I$
1:15	14.1	1:6	5.78	3:8	2.61
1:14	13.2	2:11	5.34	2:5	2.43
1:13	12.3	1:5	4.82	3:7	2.26
1:12	11.4	3:14	4.53	1:2	1.98
1:11	10.5	2:9	4.38	3:5	1.64
1:10	9.56	3:13	4.21	2:3	1.45
1:9	8.62	1:4	3.89	3:4	1.32
1:8	7.72	3:11	3.57	1:1	0.99
2:15	7.23	2:7	3:40	3:2	0.663
1:7	6:71	3:10	3:25	2:1	0.50
2:13	6.29	1:3	2.90	3:1	0.332

†m is the number of input emitters used, n is the number of output emitters used.

Figuur 6/6.19.11-35: Het verband tussen de stroomverhouding tussen in- en uitgang en het aantal in- en uitgangsemitters dat met de massa wordt verbonden.

Type-beschrijving stroomspiegels

Inleiding

Stroomspiegels zijn, onder geïntegreerde vorm, zeldzaam. Ook na intensief speurwerk leverde alleen Texas Instruments iets op: de TL0xx-serie.

TL010

Korte kennismaking

Stroomspiegel volgens het Winston-principe met een instelbare verhouding tussen de in- en de uitgangsstroom. Deze verhouding kan op 33 verschillende waarden worden ingesteld door het aan massa leggen van een of meerdere pennen van het IC. De maximale ingangsstroom bedraagt 5 mA als alle drie de ingangen aan de massa worden gelegd.

Technische gegevens

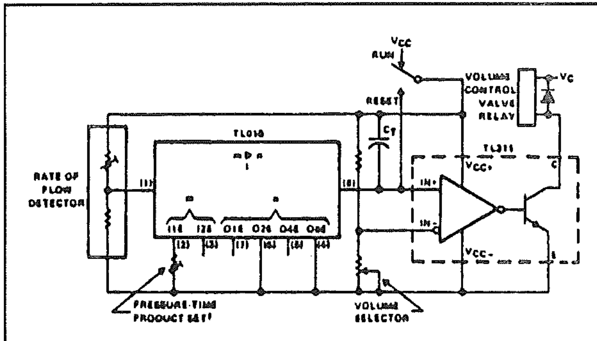
- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-33
- intern schema: figuur 6/6.19.11-34
- uitgangsspanning: 35 V max., 5 V min.
- stroomverhouding:
  figuur 6/6.19.11-35
  de factoren m en n bepalen het aantal ingangs- en uitgangs-emitters dat met de massa wordt verbonden,
- ingangsstroom: 5 mA max.
- ingangsstroom per emitter: 1 mA max.
- ingangsspanning: 1 V typisch
- temp. coëf.: 300 ppm/°C max.
- isolatie tussen in- en uitgang:
  60 dB min.
- uitgangsimpedantie:
  (200 * m/n) MΩ max.
- frequentiebereik: 10 MHz min.

Voorbeeldschakeling

In figuur 6/6.19.11-36 is een schakeling getekend waarmee men de hoeveelheid vloeistof kan bepalen die door een leiding vloeit. In dit voorbeeld vereisen de toegepaste flow-detector en de gewenste hoeveelheid vloeistof een stroomversterking van 11,9. De TL010 wordt ingesteld op een stroomverhouding van 9,55. Door het

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

in serie opnemen van een kleine instelpotentiometer met een van de ingangsemitters kan men deze waarde verhogen tot precies 11,9.



Figuur 6/6.19.11-36: Een schakeling die het vloeien van een bepaalde hoeveelheid vloeistof door een leiding kan detecteren.

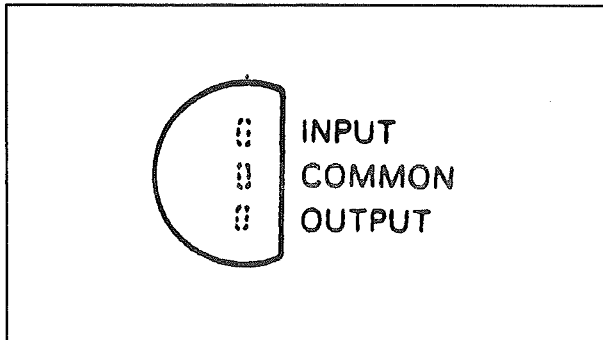
TL011, TL012, TL014, TL021

Korte kennismaking

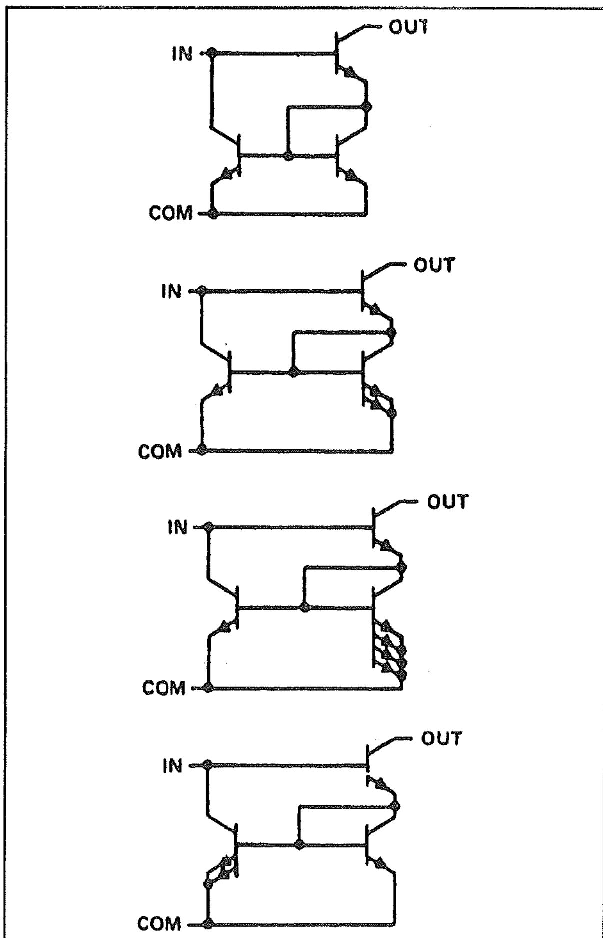
Stroomspiegels volgens het Winston-principe met een vaste verhouding van 1:1 (TL011), 1:2 (TL012), 1:4 (TL014) en 2:1 (TL021) tussen de in- en de uitgangsstroom. De maximale ingangsstroom bedraagt 1 mA, de topspanning over het IC 35 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Texas Instruments
- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 6/6.19.11-37
- intern schema: figuur 6/6.19.11-38
- uitgangsspanning: 35 V max., 5 V min.
- stroomverhouding:
  TL011: 0,92 min., 1 ,08 max.
  TL012: 1,84 min., 2,16 max.
  TL014: 3,68 min., 4,32 max.
  TL021: 0,45 min., 0,54 max.

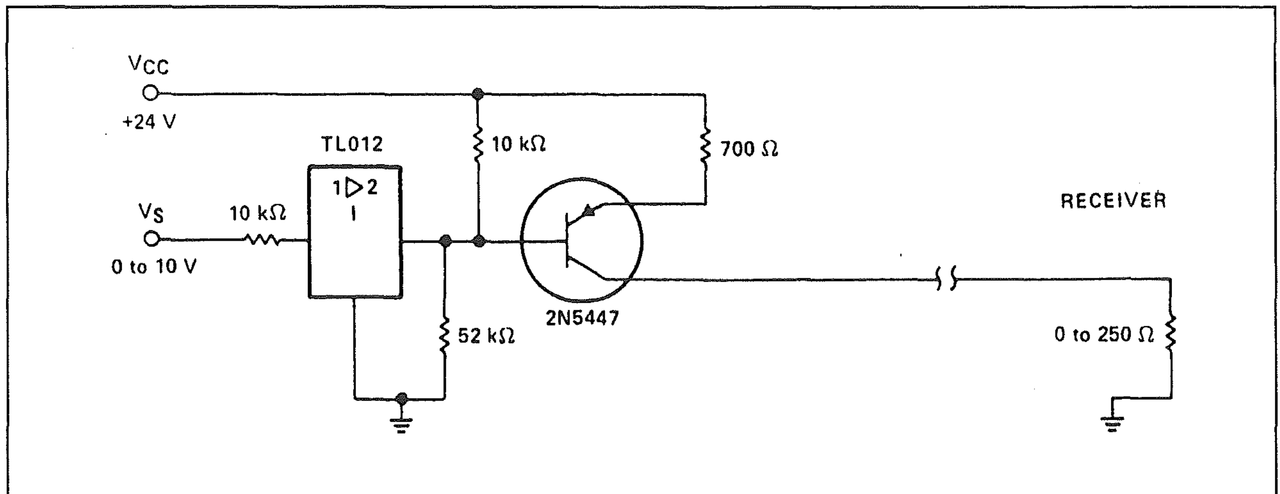


Figuur 6/6.19.11-37: Aansluitgegevens van de TL011, TL012, TL014 en TL021.



Figuur 6/6.19.11-38: Interne schema's van, van boven naar onder de TL011, TL012, TL014 en TL021.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren



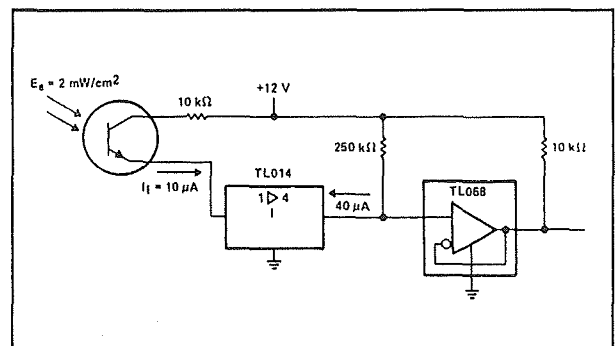
Figuur 6/6.19.11-39: Een stroomspiegel wordt gebruikt voor het genereren van de lusstromen in een communicatieverbinding met stroomlus.

- ingangsstroom: 1 mA max.
- ingangsspanning: 1 ,4 V max.
- temp. coëf.: 50 ppm/°C max.
- isolatie tussen in- en uitgang: 80 dB min.
- uitgangsimpedantie:
  TL011: 200 MΩ tot 2 MΩ
  TL012: 100 MΩ tot 1 MΩ
  TL014: 50 MΩ tot 0,5 MΩ
  TL021: 200 MΩ tot 2 MΩ
- frequentiebereik: 10 MHz min.

Voorbeeldschakelingen

In figuur 6/6.19.11-39 is een digitale besturing van een stroomlus-verbinding getekend waarbij de uitgangsstroom 4 mA bedraagt bij een "L" op de besturingsingang en 22 mA bij een "H" op deze ingang.

In figuur 6/6.19.11-40 is een voorversterker voorgesteld voor een foto-detector waarbij de lekstroom van de foto-transistor eerst door de stroomspiegel met een factor 4 wordt versterkt en deze stroom nadien door een operationele versterker in een uitgangsspanning wordt omgezet. Deze levert 10 V voor een stroomvariatie in de foto-transistor van 10 μA.



Figuur 6/6.19.11-40: Een stroomspiegel wordt gebruikt om de lekstroom van een foto-transistor met een factor vier te versterken.

6.19 Spannings- en stroombronnen en -stabilisatoren

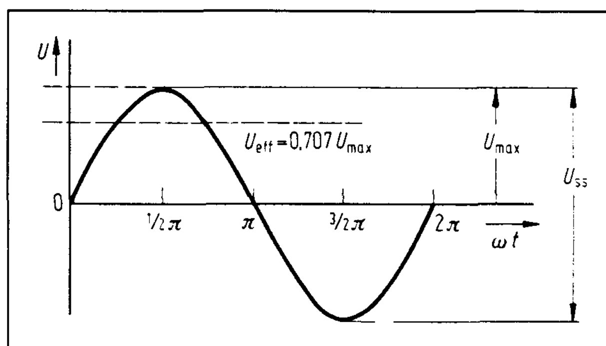
6/6.22

True RMS-omvormers

Werking en principes

De grootte van een wisselspanning

Alle soorten wisselspanningen hebben één basiseigenschap gemeen. De momentele grootte van de spanning is niet constant, maar afhankelijk van het moment waarop men de meting uitvoert. Dit wordt, voor een zuiver sinusoidale wisselspanning, toegelicht aan de hand van figuur 6/6.22-1.



Figuur 6/6.22-1: Het momentele verloop van de grootte van een sinusspanning.

Op tijdstip 0 is de grootte van de spanning gelijk aan 0 V. Nadien gaat de momentele waarde langzaam stijgen tot de maximale waarde U_{max}, die op moment 1/2.π wordt bereikt. Nadien gaat de momentele waarde weer dalen tot de spanning op tijdstip π weer door de nul gaat. Nadien herhaalt de procedure zich, zij het dat de momentele grootte van de spanning daalt tot een maximale negatieve waarde $-U_{max}$ op tijdstip 3/2.π en dan weer stijgt tot 0 V op het einde van de periode op tijdstip 2.π.

Het is uitstekend mogelijk dit verloop wiskundig te formuleren, met de bekende formule:

$$U_t = U_{max} . \sin(2.\pi.f.t)$$

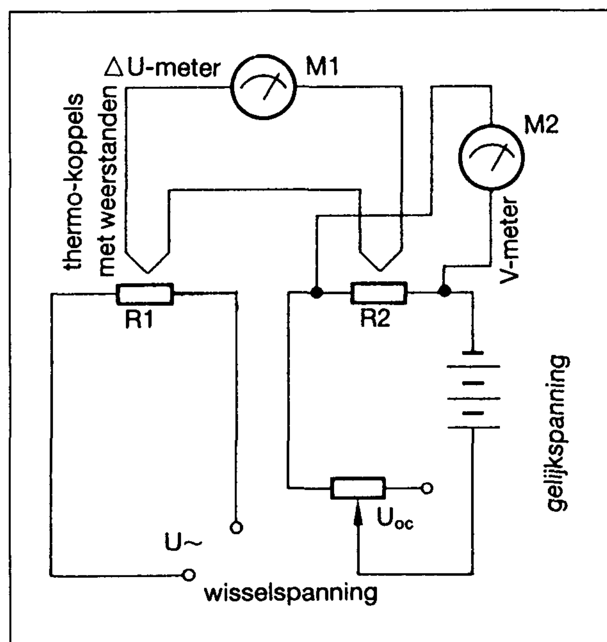
waarin:
- f de frequentie van het signaal is in Hz;
- t het tijdstip is waarop men de spanning wil berekenen;
- U_{max} de maximale waarde van de spanning is;
- U_t de momentele waarde van de spanning is op tijdstip t.

De effectieve waarde

Nu kan men in de dagelijkse praktijk met die mooie wiskundige formule weinig aanvangen. In de praktijk wil men een soort van gemiddelde waarde van de spanning weten, een spanning die op een meter aangegeven kan worden en waarmee men bijvoorbeeld het door de spanning opgewekte vermogen in een weerstand kan berekenen.

Vandaar dat men het begrip "effectieve waarde" van een wisselspanning heeft ingevoerd. In het Engels wordt het begrip "root mean square" gebruikt, afgekort tot

RMS. De effectieve waarde van een wisselspanning, afgekort tot U_{eff} of ook wel eens U_{RMS}, is gelijk aan de waarde van een gelijkspanning die in een bepaalde zuiver ohmse weerstand hetzelfde warmtevermogen opwekt als de wisselspanning waarvan men de effectieve waarde definieert. De effectieve waarde is dus een schijnbare spanningsgrootte, die niet uit de grafiek van figuur 6/6.22-1 afgelezen kan worden, maar die wel een heleboel eigenschappen van de sinusspanning vast legt. In de praktijk zal men dus sinusspanningen meestal aangegeven met hun effectieve waarde. Als men zegt dat de waarde van de netspanning gelijk is aan 230 V, dan bedoelt men te zeggen dat de sinusvormige spanning, die uit de wandcontactdoos komt, in een weerstand hetzelfde warmtevermogen opwekt als een gelijkspanning van 230 V.



Figuur 6/6.22-2: De traditionele meetopstelling voor het meten van de effectieve waarde van een wisselspanning.

Het bepalen van de effectieve waarde
Een mooie definitie is één zaak, het omrekenen naar de praktijk een hele andere! Van een zuivere sinusspanning kan men maar één gegeven met een oscilloscoop meten en dat is de maximale waarde U_{max}. Hoe moet men nu uit deze waarde de effectieve waarde afleiden? Daarvoor heeft men, lang geleden, een mooie meetopstelling verzonnen. Deze is getekend in figuur 6/6.22-2.

Twee volledig identieke weerstanden R1 en R2 zijn thermisch gekoppeld aan twee volledig identieke thermokoppels. De twee thermokoppels worden in serie geschakeld en wel zo dat de positieve pool van het ene koppel is verbonden met de negatieve pool van het tweede koppel. Deze serieschakeling wordt aangesloten op een zeer gevoelige spanningsmeter, een zogenoemde nuldetector. Als beide thermokoppels op dezelfde temperatuur staan wekken zij dezelfde spanning op. Vanwege de serieschakeling zullen deze spanningen van elkaar afgetrokken worden, zodat de meter 0 V aanwijst. Een van de weerstanden wordt verbonden met de wisselspanning waarvan men de effectieve waarde wil meten. De tweede weerstand wordt via een regelbare weerstand aangesloten op een gelijkspanning. De twee spanningen veroorzaken stromen door de weerstanden, met als gevolg dat deze gaan opwarmen. Men moet de gelijkspanning nu zo afregelen, dat de nuldetector precies 0 V aanwijst. Men weet dan dat beide weerstanden even warm zijn en dat beide spanningen evenveel thermisch vermogen genereren. Met behulp van de spanningsmeter M2 kan men de waarde van de gelijkspanning meten, die per definitie gelijk is aan de effectieve waarde van de wisselspanning.

6.22 True RMS-omvormers

Als men deze meting uitvoert voor zuiver sinusvormige wisselspanningen stelt men vast dat er een bepaalde verhouding bestaat tussen de maximale waarde U_{max} van deze spanning en de gemeten effectieve waarde U_{eff}. Deze verhouding is:

$$U_{eff}=0,70711.U_{max}$$

Dit is een specifieke eigenschap van zuiver sinusoidale spanningen, die met enige moeite ook wiskundig bewezen kan worden.

Het meten van de effectieve spanning
De beschreven meetopstelling is in de praktijk uiteraard nogal onpraktisch. Men wil universeelmeters ter beschikking hebben, waarop men de effectieve waarde van een wisselspanning onmiddellijk kan aflezen. Als men in de praktijk alleen zuiver sinusoidale wisselspanningen zou meten, is dit geen probleem. Het volstaat immers de meter eenmalig te ijken met behulp van de beschreven verhouding tussen maximale en effectieve waarde. Vanaf dat moment zal de meter de effectieve waarde van sinusspanningen nauwkeurig aangegeven.
Het grote probleem is echter dat de verhoudingsfactor van 0,70711 alleen geldt voor volledig zuivere sinusoidale spanningen! Alle andere spanningsvormen hebben een andere verhouding tussen hun maximale en effectieve waarde. Meet men dus met een universeelmeter een driehoekvormige spanning, dan zal het instrument een tamelijk grote meetfout genereren. Men moet dus een andere meetmethode verzinnen.

Het begrip crest-factor
De crest-factor C_r geeft de verhouding tussen de top-tot-top waarde van een wisselspanning en de effectieve waarde van deze spanning. In formulevorm:

$$C_r=U_{ss}/U_{eff}$$

Voor een zuivere sinus is C_r dus gelijk aan 1,414. De top-tot-top waarde is immers gelijk aan $2.U_{max}$. Voor andersvormige wisselspanningen kan de crest-factor echter nogal afwijken van deze waarde:
- driehoekspanning:
  $C_r = 1,732$
- zaagtandspanning:
  $C_r = 1,732$
- symmetrische blokspanning:
  $C_r = 1$
- pulsvormige spanning:
  $C_r = 1$ tot 10, afhankelijk van de pulsverhouding van de spanning
- ruisvormige spanning:
  $C_r = 1$ tot 6, afhankelijk van de specifieke samenstelling van het ruissignaal.

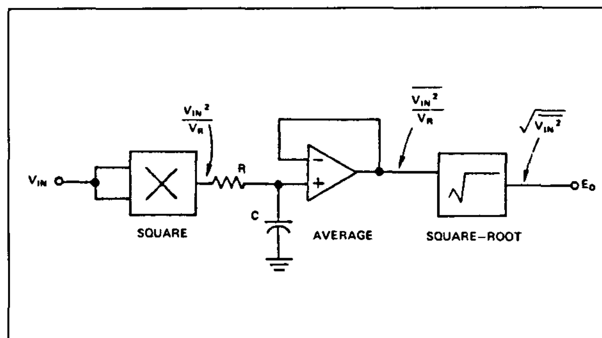
Het zal dus duidelijk zijn dat men met een gewone universeelmeter de effectieve waarden van wisselspanningen niet kan meten!

True RMS-omvormers
Om dit probleem op te lossen heeft men speciale geïntegreerde schakelingen ontwikkeld, die via wiskundige weg de echte effectieve waarde van een wisselspanning meten, wat ook de vorm ervan is. Vandaar dat men deze schakelingen "True RMS-convertors" noemt. Universeelmeters die met dergelijke IC's zijn uitgerust voor het meten van wisselspanningen worden "true RMS" genoemd, hetgeen meestal wel trots door de fabrikant ergens op de frontplaat wordt vermeld. Helaas zijn dergelijke IC's vrij prijzig en het zal duidelijk zijn dat heel goedkope universeelmetertjes het zonder deze extra voorziening moeten stellen.

6.22 True RMS-omvormers

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (V_{in})^2 \, dt}$$

Figuur 6/6.22-3: De wiskundige uitdrukking die het verband geeft tussen de top-tot-top waarde en de effectieve waarde van een wisselspanning.



Figuur 6/6.22-4: Het theoretisch blokschema van een true RMS-omzetter.

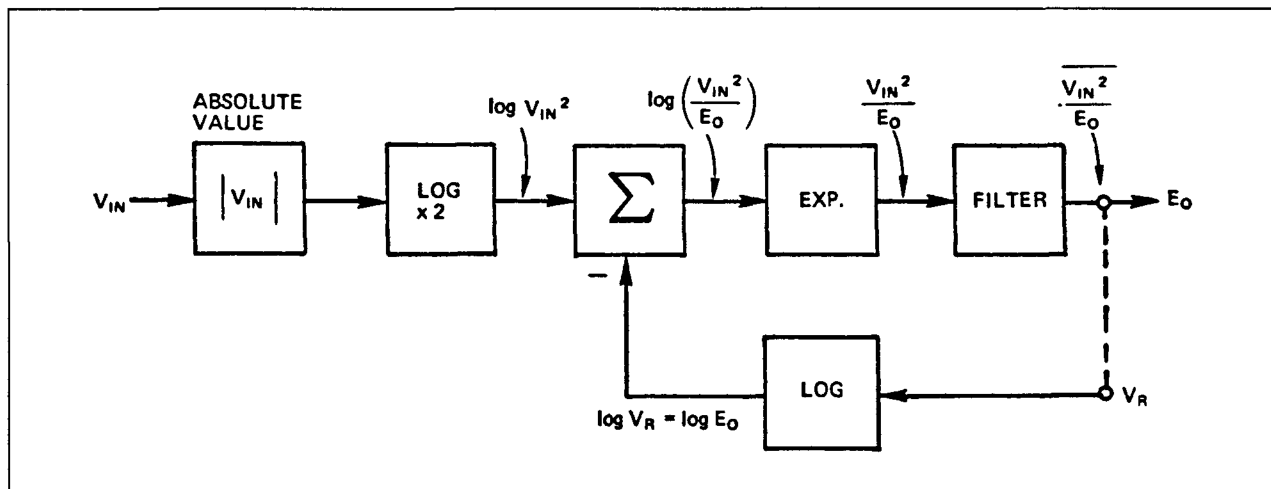
Maar gelukkig is het niet moeilijk om zélf een schakeling te bouwen, die de echte effectieve waarde van een wisselspanning berekent en deze waarde keurig onder de vorm van een gelijkspanning op zijn uitgang aanbiedt. De werking van true RMS IC's is nogal ingewikkeld en gebaseerd op het zuiver wiskundig verband dat bestaat tussen de effectieve waarde en de top-tot-top waarde van dezelfde spanning. Dit wiskundig verband wordt gegeven in de formule van figuur 6/6.22-3. Als men deze wiskundige formule onder woorden interpreteert, is de effectieve waarde gelijk aan de vierkantswortel uit het gemiddelde van het kwadraat van de top-tot-top waarde van de spanning en dit gemeten over één periode van de spanning. Nu is algemeen bekend dat men voor een wiskundige vergelijking een zogenoemd "elektronisch analogon" kan ontwerpen. Een elektronische schakeling die een ingangsgrootheid zo wijzigt, dat de uitgangsgrootheid voldoet aan de wiskundige vergelijking die men wil namaken. De variabele elementen uit de formule (x, y, t) worden dan voorgesteld door de in- en uitgangsspanningen van de schakeling. Dat is een specifiek terrein voor analoge schakelingen! Men heeft analoge schakelingen ontwikkeld die kunnen kwadrateren, wortel trekken en het gemiddelde berekenen.

Basis van dergelijke schakelingen zijn logaritmische versterkers, die door deze in een terugkoppeling van een normale operationele versterker op te nemen die wiskundige analogieën kunnen uitvoeren. En dat is nu precies wat er gebeurt in de ingewanden van een true RMS-converter.

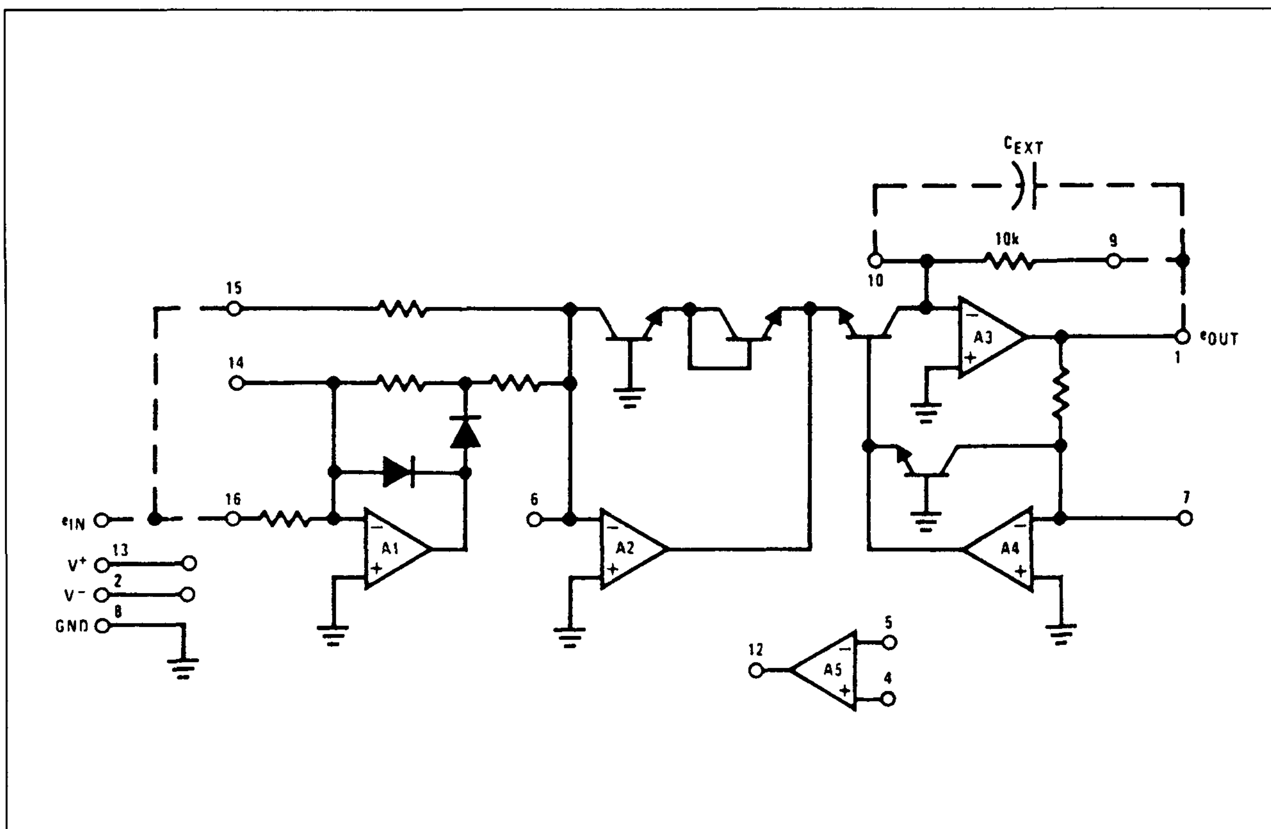
Het blokschema van een true RMS-omvormer

Het theoretisch blokschema van een true RMS-omvormer is getekend in figuur 6/6.22-4.
De ingangsspanning wordt eerst gekwadrateerd, nadien wordt er door middel van een RC-netwerkje de gemiddelde waarde van bepaald, tot slot wordt de vierkantswortel uit het gemiddelde berekend. De praktische elektronische vertaling van dit blokschema is echter tamelijk ingewikkeld. Vandaar dat de meeste RMS-omzetter werken volgens het blokschema van figuur 6/6.22-5. Dit schema werkt volgens het zogenoemde "log-antilog"-principe. De delicate wiskundige analogons worden nu uitgevoerd met logaritmische versterkers, die met een tamelijke grote nauwkeurigheid op een chip geïntegreerd kunnen worden. Met een dergelijk schema zijn foutpercentages van +/-0,2 % bereikbaar en dit over een signaalbereik van 1 op 1.000.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-5: Het praktisch blokschema van een RMS-omvormer.

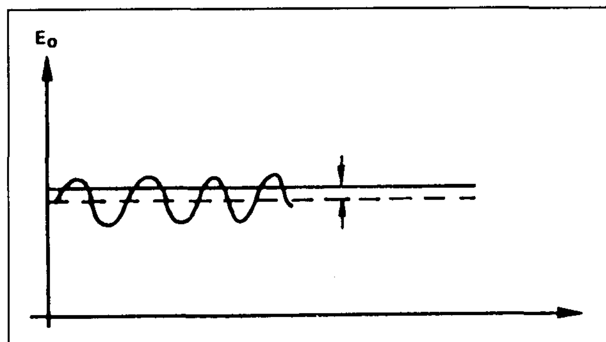


Figuur 6/6.22-6: De praktische vertaling van het blokschema van figuur 6/6.22-5.

Het is dus een ideaal systeem om ingebouwd te worden in een digitale universeelmeter.

Het blokschema kan (vereenvoudigd) vertaald worden tot het praktisch schema van figuur 6/6.22-6.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-7: De rimpel op de gelijkspanning op de uitgang van een RMS-omvormer.

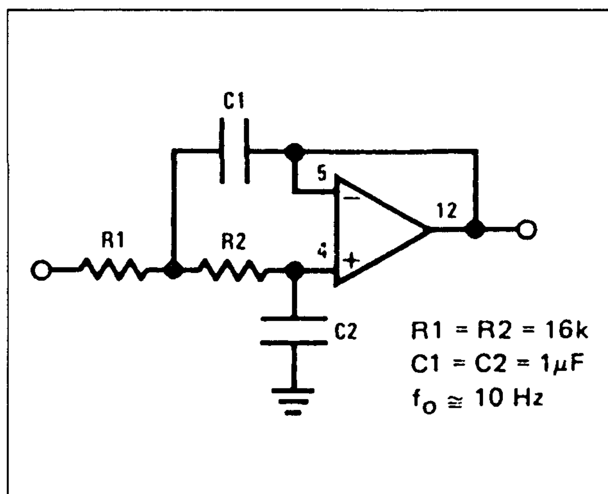
Het blokje $|U_{in}|$, dat een absolute gelijkrichting voorstelt, wordt uitgevoerd door de schakeling rond de operationele versterker A1. Zijn soortgenoot A2 voert de dubbele logaritmische functie uit, in samenwerking met de twee transistoren in de terugkoppeling. De exponentiële functie wordt verricht door A3 met de transistor in de ingangskring. A4 is verantwoordelijk voor de logaritmische functie in de terugkoppeling van het systeem. Het sommeren voor de ingang van de exponentiële trap wordt uitgevoerd door het ene signaal aan de emitter en het andere signaal aan de basis van de exponentiële trap aan te bieden. In de meeste IC's is nog een extra operationele versterker aanwezig, die helemaal los staat van het eigenlijke systeem en door de gebruiker kan worden ingezet om bepaalde uitgangssignalen te bufferen. Zo is het bijvoorbeeld, bepaald door de wiskundige werking van het systeem, zonder meer mogelijk om ergens in de schakeling een spanning af te takken, die een logaritmische voorstelling is van de grootte van de ingangsspanning. Men kan deze spanning bufferen en gebruiken om de universeelmeter te voorzien van een dB-schaal.

Een tweede toepassing van deze extra versterker is als ingangsbuffer om de schakeling een hoge ingangsimpedantie te geven.

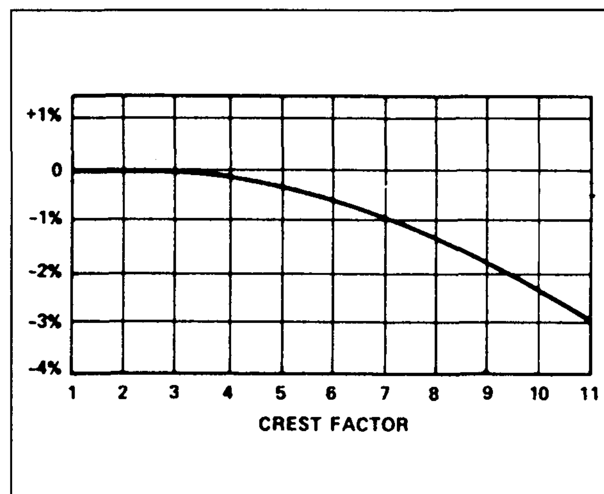
Uitgangsfiltering

Het zal wel duidelijk zijn dat een RMS-omvormer een gelijkspanning levert, waarvan de grootte gelijk is aan de effectieve waarde van de wisselspanning aan de ingang. Op deze gelijkspanning zit echter een wisselspanningsrimpel (figuur 6/6.22-7). Deze rimpel heeft een frequentie die gelijk is aan het tweevoud van de frequentie van de wisselspanning aan de ingang.

Een zeer belangrijk onderdeel van de schakeling is dus het uitgangsfilter. Wie filter zegt, denk aan een condensator. Alle RMS-omvormers moeten extern voorzien worden van een filtercondensator. Deze condensator bepaalt de grootte van de rimpel die op de uitgangsspanning aanwezig is.
Hoe groter men de condensator maakt, hoe kleiner de rimpel op de uitgang en hoe beter men de gelijkspanning op de uitgang kan meten. Maar een grotere condensator heeft wel als nadeel dat de schakeling veel trager reageert op spanningsvariaties aan de ingang. Het duurt dus langer voordat op de uitgang een gelijkspanning staat die gelijk is aan de effectieve waarde van de ingangsspanning. Die vertraging kan bij grote condensatoren oplopen tot een halve minuut!
Vandaar dat de meeste fabrikanten adviseren de condensator zo klein mogelijk te maken en de filtering te verbeteren door een actief laagdoorlaat filter van de tweede orde na te schakelen.
In figuur 6/6.22-8 is een praktisch voorbeeld van een dergelijk filter getekend.



Figuur 6/6.22-8: Een actief laagdoorlaat filter van de tweede orde voldoet beter als filter dan een enkele condensator.



Figuur 6/6.22-9: De invloed van de crest-factor van het ingangssignaal op de omzettingsfout.

Voor de operationele versterker kan uiteraard de extra trap in de RMS-omvormer gebruikt worden.

Eigenschappen van RMS-omzetters

De nauwkeurigheid en lineariteit

Deze factoren, ook de "omzettingsfout" genoemd, geven aan hoe de reële uitgangsspanning van de omzetter zich verhoudt tot de theoretisch berekende. De meeste IC's worden gedurende de fabricage afgeregeld op de gespecificeerde fout door middel van laser-trimming. De omzettingsfout wordt meestal aangegeven door de combinatie van een bepaald aantal mV offset-fout en een procentuele onnauwkeurigheid, zoals bijvoorbeeld +/-20 mV, +/-0,5 %.

Bij alle schakelingen is het mogelijk deze fout te verkleinen door middel van externe schakelingen.

De crest-fout

Zoals reeds beschreven kan de crest-factor van een wisselspanning variëren van 1 tot 10. De meeste signalen die in de praktijk voorkomen hebben een crest-factor tussen 1 en 2. Deze signalen kunnen zonder problemen met een RMS-omzetter omgezet worden in een nauwkeurige effectieve waarde. Anders wordt het als men signalen meet die een veel grotere crest-factor hebben. De meeste RMS-omzetters komen in de problemen als de crest-factor van het ingangssignaal groter wordt dan 5. De gespecificeerde omzettingsfout gaat dan snel toenemen, zoals blijkt uit de grafiek van figuur 6/6.22-9.

Nu moet men deze fout echter niet dramatiseren! De omzetter, waarvan in figuur 6/6.22-9 de crest-fout is getekend meet de effectieve waarde van een smalle puls, die een crest-factor van ongeveer 10 heeft, toch nog steeds op -3 % nauwkeurig!

Geen enkele andere meetmethode (behalve de in figuur 6/6.22-2 beschreven thermische vergelijking) is in staat dergelijke prestaties te leveren.

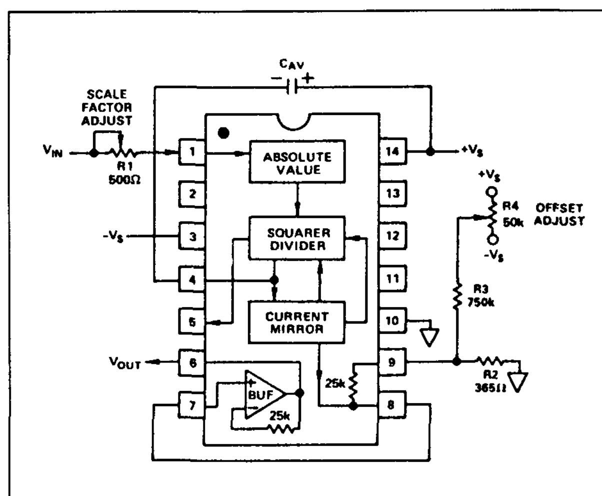
De bandbreedte
Uiteraard is de bandbreedte een zeer belangrijke specificatie voor iedere RMS-omvormer. Deze grootheid geeft immers aan of men met de schakeling ook zonder problemen en grote fouten de effectieve waarde van bijvoorbeeld signalen van 100 kHz kan meten. Aan de lage kant wordt de bandbreedte begrensd door de waarde van de filtercondensator. Hoe groter dit onderdeel, hoe beter de schakeling zeer lage frequenties verwerkt. Aan de hoge kant wordt de bandbreedte begrensd door de interne schakelingen van het IC.
De bandbreedte wordt meestal gespecificeerd door twee getallen:
- de -3 dB frequentie:
  geeft de frequentie waarbij de uitgangsspanning met 3 dB gedaald is ten opzichte van de theoretische waarde;
- de -1 % frequentie:
  geeft de frequentie waarbij de uitgangsspanning 1 % lager is dan de theoretische waarde.

De bandbreedte van een RMS-omvormer is bovendien in sterke mate afhankelijk van de grootte van de ingangsspanning. Hoe groter deze spanning hoe groter de bandbreedte! Een spanningsstijging van 100 mV naar 1 V heeft vaak een bandbreedte vergroting met een factor 5 tot gevolg.

Voorbeeld-schakelingen

Aan de praktijk ontleend
In de volgende paragrafen zullen een aantal praktische schakelingen met RMS-omvormers in het kort worden besproken. De schakelingen zijn bij elkaar gesprokkeld uit de databladen van de fabrikanten en de internationale vakpers. De schakelingen zijn betrouwbaar en kunnen door een geoefende doe-het-zelver zonder problemen worden nagebouwd.

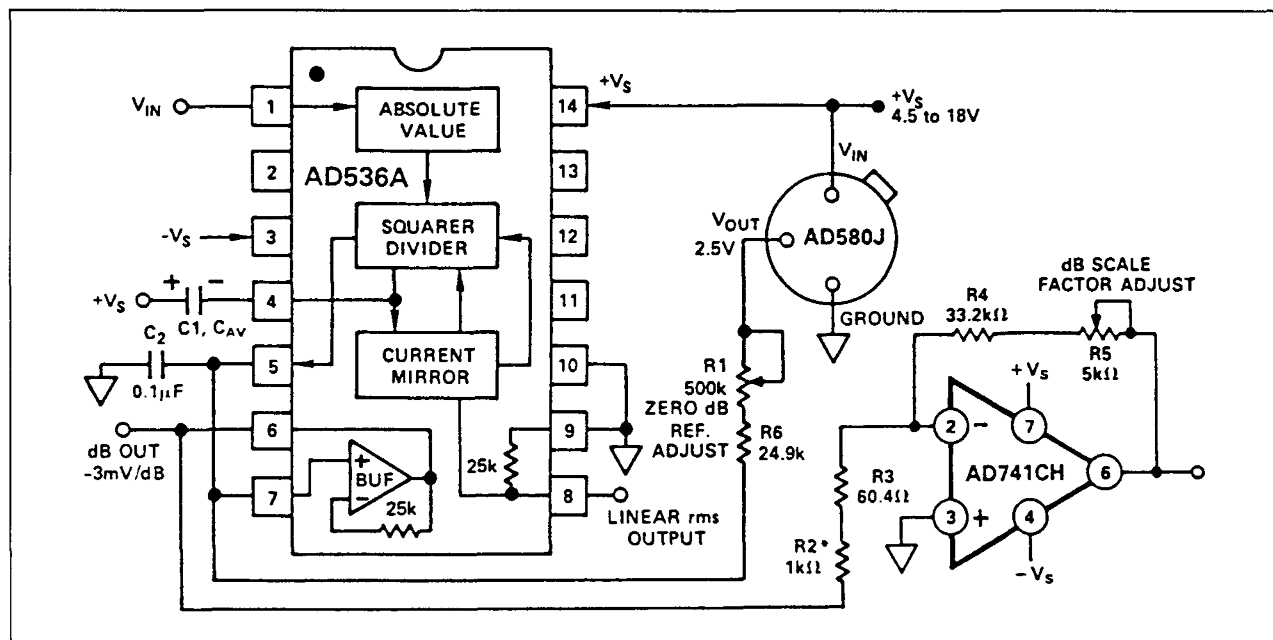
Basisschakeling met een AD 536
In figuur 6/6.22-10 is de basisschakeling van een true RMS-omvormer getekend rond de AD 536 van Analog Devices. Hieruit blijkt dat men maar vijf externe componenten nodig heeft!



Figuur 6/6.22-10: Basisschakeling rond de AD 536.

De te meten wisselspanning wordt via een weerstand aan de ingang van het IC aangeboden. Uit de kleine waarde van deze weerstand volgt dat de schakeling een zeer lage ingangsimpedantie heeft. Vandaar dat in praktische toepassingen steeds een buffertrap zal voorgeschakeld worden. De waarde van de filtercondensator is een compromis tussen snelle reactie en nauwkeurigheid voor lage frequenties. Voor een condensator van 4,7 µF bedraagt de meetfout ongeveer 0,1 % bij 10 Hz. Beide voedingsspanningen moeten, zo dicht mogelijk bij de pennen van het IC, naar de massa ontkoppeld worden met condensatoren van 100 nF.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-11: Een voorzetschakeling waarmee men een digitale meetmodule kan omvormen tot dB-meter.

De instelpotentiometer R4 wordt gebruikt om de offset van de schakeling te compenseren. Bij kortgesloten ingang regelt men dit onderdeel af op een uitgangsspanning van 0 V. Nadien kan men met de instelpotentiometer R1 de schakeling ijken. Leg een *gelijk*spanning van precies 1,000 V aan de ingang en regel R1 af tot men dezelfde spanning op de uitgang meet.

dB-meter met de AD 536

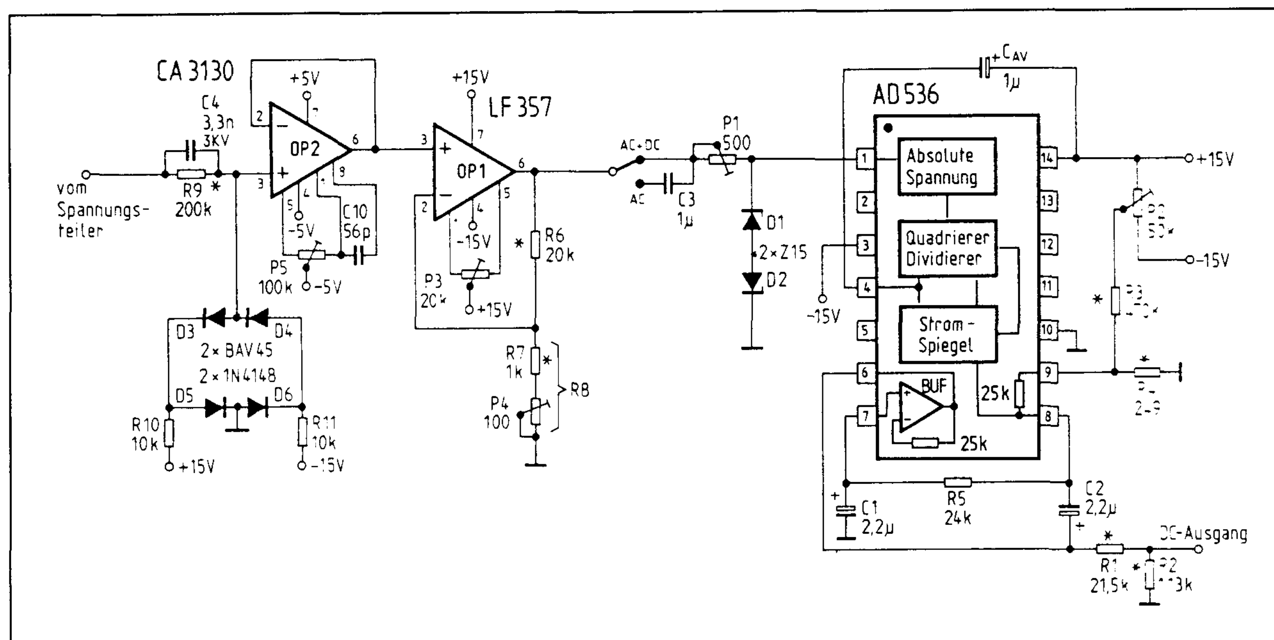
De schakeling van figuur 6/6.22-11 kan gebruikt worden als digitale dB-meter met een bereik van 60 dB. De schakeling levert een gelijkspanning met een schaalwaarde van +100 mV/dB. Het nulpunt van de meter wordt ingesteld met de potentiometer R1. De weerstand R2 moet een thermistor zijn met een temperatuurscoëfficiënt van +0,33 %/°C. Deze zorgt voor de temperatuursstabilisatie van de schakeling. De schakeling wordt als volgt afgeregeld:

- zet een *gelijk*spanning van 0,770 V op de ingang;
- regel R1 af op 0 V aan de uitgang;
- zet een *gelijk*spanning van 77,0 mV op de ingang;
- regel R5 af op een uitgangsspanning van -2,00 V.

Gebufferde schakeling met de AD 536

Met de schakeling van figuur 6/6.22-12 kan men het probleem van de zeer lage ingangsimpedantie oplossen.
Twee operationele versterkers zorgen voor een ingangsimpedantie van meer dan 100 MΩ, zodat men de schakeling kan aansluiten op een standaard 1/9/90/900 spanningsdeler voor het instellen van de meetbereiken.
De eerste op-amp is als beveiligde buffer geschakeld. Het netwerk rond de dioden D3 tot en met D6 zorgt ervoor dat de ingangstrap nooit overstuurd kan worden.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-12: Ingangsbuffer en versterker zorgen voor betere specificaties.

De twee dioden D3 en D4 moeten speciale typen zijn met een zeer lage lekstroom. De BAV 45 voldoet aan die eis. Gebruikt men hiervoor normale Si-dioden zoals een 1N4148, dan zal de lekstroom van deze dioden over de weerstand R9 een spanningsverlies veroorzaken, waardoor de nauwkeurigheid van de schakeling te wensen overlaat. De tweede op-amp is een spanningsversterker met een spanningsversterking van 20. Hierdoor wordt de nauwkeurigheid en de bandbreedte bij het meten van kleine wisselspanningen verbeterd, omdat de AD 536 nu met een twintig keer zo grote spanning wordt gestuurd. Deze versterking moet natuurlijk weer gecompenseerd worden door een even zo grote verzwakking aan de uitgang, waarvoor de weerstanden R1 en R2 worden gebruikt. Alle met een sterretje gemerkte weerstanden moeten van het metaalfilm-type zijn. Na het op de reeds beschreven manier afregelen van de AD 536 moet de versterkingsfactor van de versterker met behulp van P4 nog worden afgeregeld. Men legt 100 mV ***gelijk***spanning aan de ingang en verdraait de loper van dit onderdeel tot dezelfde spanning op de uitgang terug is te vinden.

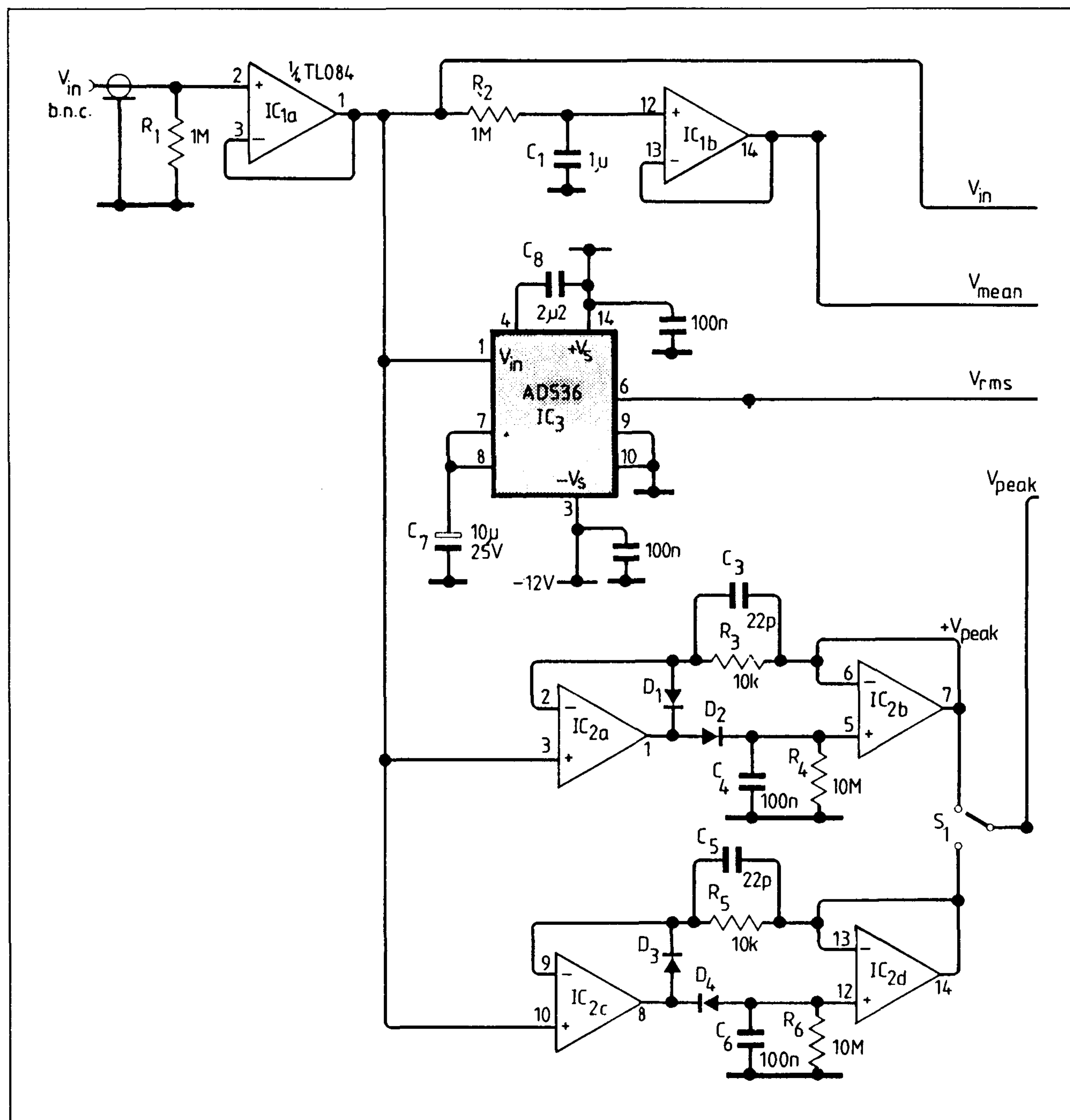
Totaalmeter met de AD 536

Zeer dure professionele meters bieden tegenwoordig de mogelijkheid om alle specificaties van een wisselspanning te kunnen meten:

- positieve topwaarde;
- negatieve topwaarde;
- amplitude waarde;
- gemiddelde waarde;
- effectieve waarde.

De schakeling van figuur 6/6.22-13 kan dat ook! Het ingangssignaal wordt gebufferd door middel van de op-amp IC1a. De uitgang levert een signaal, waarmee men het amplitudeverloop van zeer laagfrequente signalen kan volgen. De schakeling rond IC1b middelt het signaal, zodat op de uitgang V_{mean} een gelijkspanning ontstaat die evenredig is met de gemiddelde waarde van de wisselspanning.

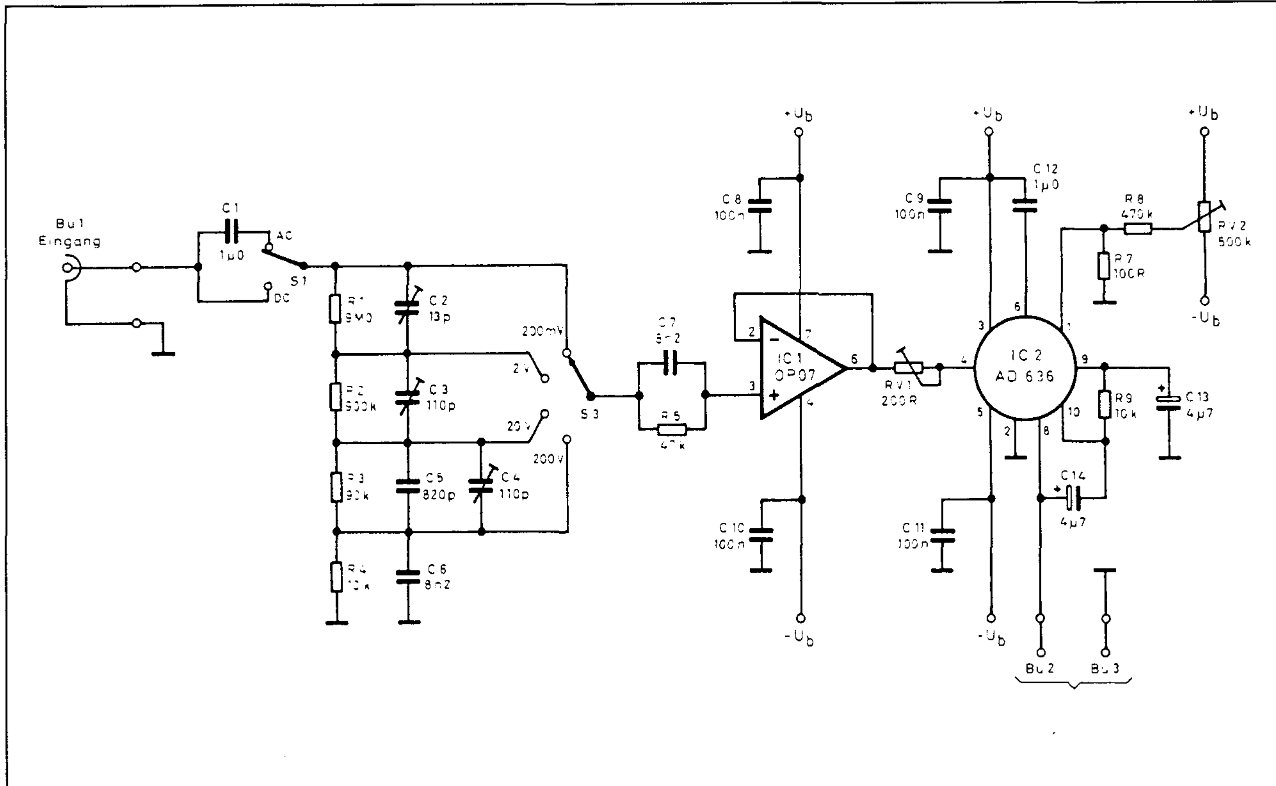
6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-13: Een schakeling waarmee men topwaarden, gemiddelde waarde, amplitude en effectieve waarde van een wisselspanning kan meten.

Nadien volgt het reeds bekende schema van de true RMS-meter met de AD 536.
De twee onderste schakelingen zijn piekdetectoren die de maximale positieve en maximale negatieve piekwaarden in het signaal berekenen en deze opslaan in de condensatoren C4 en C6. Na buffering gaan deze piekwaarden via de schakelaar S1 naar de uitgang V_{peak}.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-14: Een praktisch bruikbare true RMS-voorzetschakeling die een digitale voltmeter met een bereik van 200 mV kan aansturen.

RMS-voltmeter met de AD 636

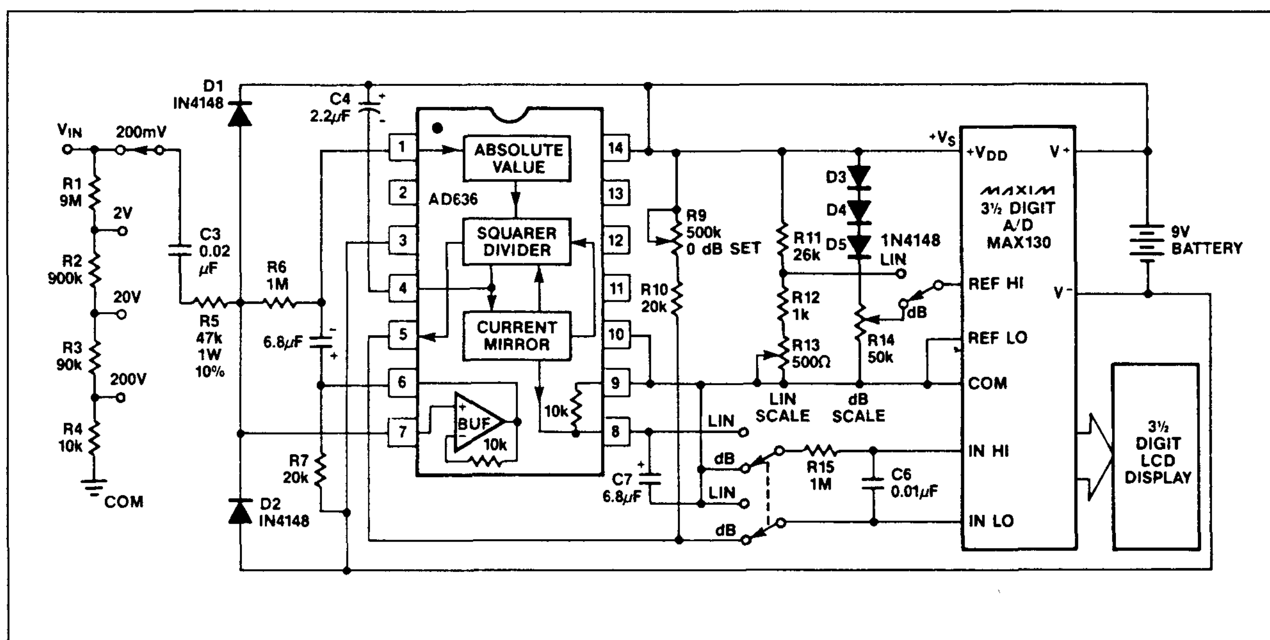
In figuur 6/6.22-14 is het volledig uitgewerkt praktisch schema getekend van een true RMS-meter met volle schaal bereiken van 200 mV, 2 V, 20 V en 200 V. Na de keuzeschakelaar S1 voor het kiezen van alleen wisselspanning (AC) of wisselspanning die eventueel op een gelijkspanning gesuperponeerd is (DC) volgt de 1/9/90/900 spanningsdeler, die door middel van condensatoren frequentiegecompenseerd is. Nadien volgt de meetbereiken schakelaar S2 en de buffer (IC1). De OP 07 is een operationele versterker met superieure specificaties, zeker wat betreft offset en bandbreedte. Nadien volgt de RMS-omzetter rond de AD 636. Deze schakeling is volledig identiek aan deze die beschreven zijn rond de AD 536 en kan ook op dezelfde manier worden afgeregeld. De vrije op-amp in de AD 636 wordt gebruikt voor het vormen van een tweede orde laagdoorlaatfilter met de condensatoren C13 en C14 en de weerstand R9.

Draagbare true RMS-anex dB-meter rond de AD 636

Met de schakeling van figuur 6/6.22-15 kan men zowel de effectieve spanning als de dB-waarde van een wisselsignaal meten. Na de ingangsverzwakker gaat het ingangssignaal naar een buffer, die is samengesteld rond de interne vrije op-amp in de AD 636.

De "REF HI", "REF LO", "IN HI" en "IN LO" pennen van de analoog naar digitaal omvormer MAX 130 worden gebruikt om het omschakelen van effectieve waarde naar dB te vereenvoudigen.

6.22 True RMS-omvormers



Figuur 6/6.22-15: Een draagbare digitale meter met effectieve en dB bereiken.

Hierdoor kan de op-amp vervallen, die meestal nodig is voor het instellen van de schaalfactor van de dB-uitgang van de AD 636. Met de potentiometer R9 kan men het nulpunt van de dB-schaal instellen, bijvoorbeeld op 0,770 V. De twee meetgebieden worden afgeregeld met de instelpotentiometers R13 en R14. Het geheel kan gevoed worden uit een batterijtje van 9 V en moet een drie-en-half decade LCD-display aansturen. LED's kunnen niet gebruikt worden!

Analoge dB-meter voor audio-toepassingen

In figuur 6/6.22-16 is een handige schakeling getekend, waarmee men heel snel de versterkingsfactor van een mengversterker, voorversterker, toonregeling, etc kan opsporen. De schakeling werkt als analoge dB-meter met volgende specificaties:

- instelling 0 dB: 77 mV tot 770 mV
- meetbereik: 50 dB
- ingangsimpedantie: 10 GΩ
- nauwkeurigheid: +/-0,15 dB
- bandbreedte:
  380 kHz bij 0 dB
  370 kHz bij -10 dB
  240 kHz bij -20 dB
  100 kHz bij -30 dB
  45 kHz bij -40 dB
  17 kHz bij -50 dB

De schakeling wordt gevoed uit één batterijtje van 9 V. Hieruit worden twee ongeveer symmetrische spanningen van +4,4 V en -4,7 V afgeleid door middel van de weerstanden R2 en R10 en de referentiediode AD 589. De ingangsspanning wordt AC-gekoppeld aangeboden aan de ingang van de bufferversterker in de AD 636.

De zware weerstand R8 en de twee dioden D1 en D2 beschermen de ingang tegen te hoge spanningen. De uitgang van de buffer gaat naar de eigenlijke ingang van de RMS-omzetter. De dB-uitgang van de AD 636 gaat naar de niet-inverterende ingang

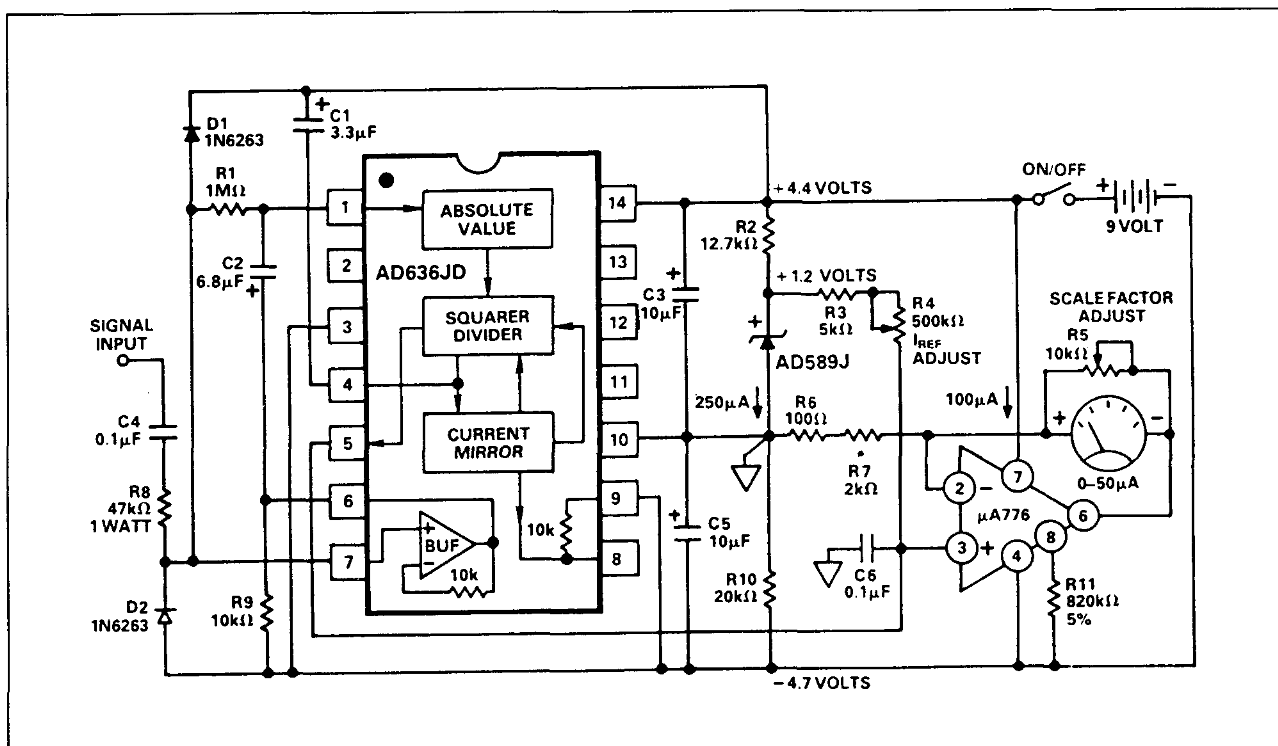
van de operationele versterker µA 776. Aan dezelfde ingang wordt de referentiestroom toegevoerd, die zorgt voor het instellen van het 0 dB punt. Voor de weerstand R7 moet een thermistor worden gebruikt met een temperatuurscoëfficiënt van +0,33 %/°C.

Het afregelen van de schakeling gaat als volgt:

- leg aan de ingang een sinusvormige spanning met een frequentie van 1 kHz en een effectieve waarde die overeen komt met het gekozen 0 dB punt (bijvoorbeeld 770 mV);
- regel R4 af tot de meter 0 V aanwijst;
- verklein de spanning aan de ingang tot 7,7 mV;
- regel R5 af tot de meter een stroom van 40 µA aanwijst.

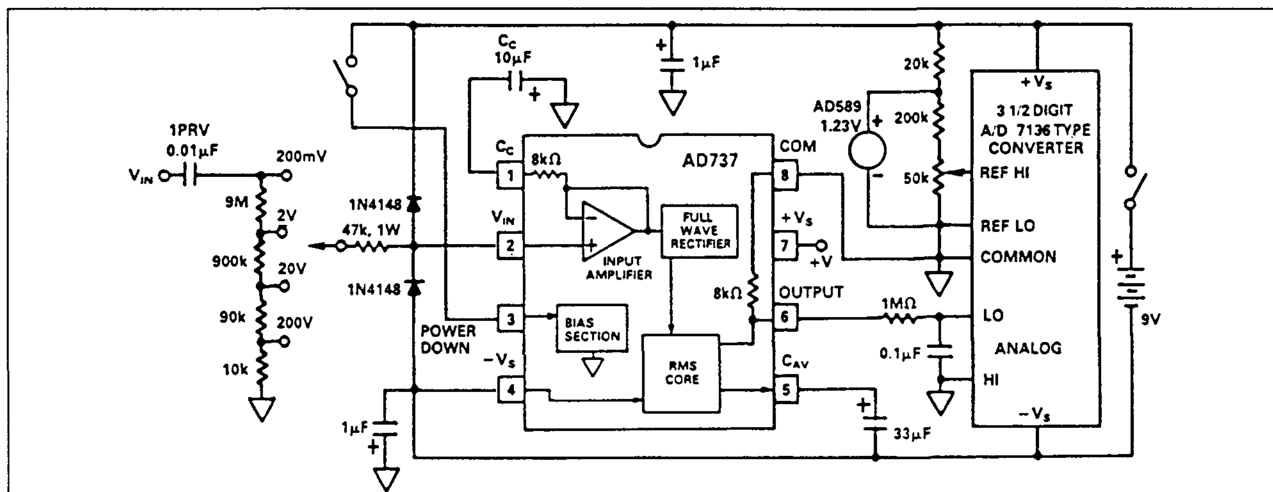
Zuinige digitale RMS-meter met AD 737

In figuur 6/6.22-17 is een digitale RMS-meter getekend die heel zuinig is in het gebruik. De RMS-omvormer die hier wordt gebruikt, de AD 737, heeft namelijk een "POWER DOWN"-voorziening waarmee de opgenomen stroom gereduceerd wordt tot 40 µA in plaats van de 160 µA werkstroom.
Zoals uit het schema blijkt heeft de schakeling maar één afregelpunt, namelijk de instelpotentiometer van 50 kΩ waarmee men het geheel ijkt. De symmetrische voeding wordt afgetakt van de interne schakelingen van de analoog naar digitaal converter ICL 7136. De "COMMON" van dit IC dient als massapunt van de gehele schakeling. Als men de schakelaar die verbonden is met pen 3 sluit, gaat de AD 737 naar zijn "POWER DOWN"-mode.



Figuur 6/6.22-16: Analoge dB-meter voor audio-toepassingen.

6.22 True RMS-omvormers

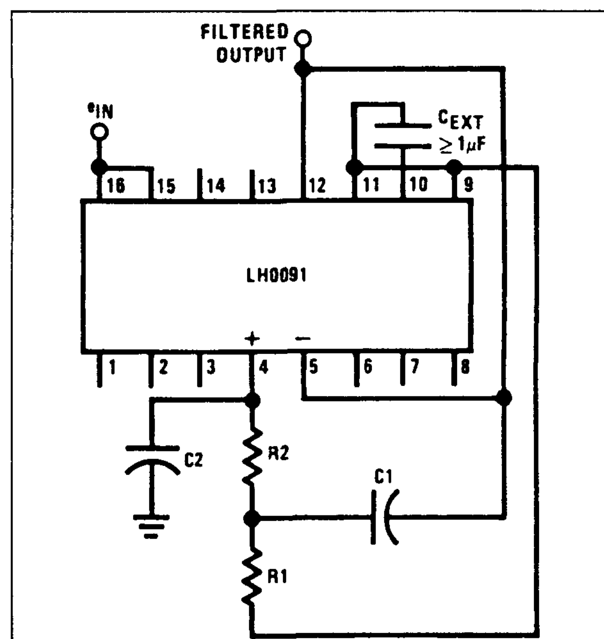


Figuur 6/6.22-17: Een zuinige digitale RMS-meter met de moderne AD 737.

Basisschakeling rond de LH 0091
Tot slot van deze praktische voorbeeldschakelingen geeft figuur 6/6.22-18 het basisschema rond de LH 0091 van NatSemi. De te meten ingangsspanning wordt aangeboden aan de pennen 15 en 16 van het IC. De RMS-uitgang op pen 11 gaat naar de vrije operationele versterker (pennen 4, 5 en 12) die gebruikt wordt als tweede orde laagdoorlaat filter. Vandaar dat de filtercondensator C_{EXT} een zeer kleine waarde kan hebben en de schakeling snel reageert op wisselende ingangsspanningen.

Type-beschrijving

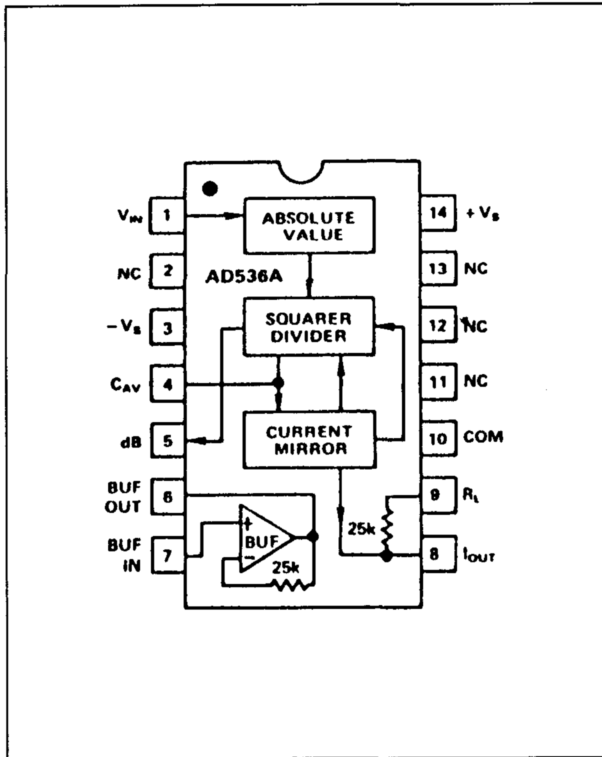
Inleiding
Zoals uit de voorbeeld-schakelingen blijkt, is Analog Devices dé fabrikant op het gebied van RMS-omvormers. Deze fabrikant heeft een tiental schakelingen ontwikkeld, van hele dure tot redelijk geprijsde. Wie een digitale universeelmeter heeft met een true RMS meetmethode zal in de meeste gevallen dan ook een IC met een AD-code er in aantreffen. Sommige AD-schakelingen worden als "second source" geleverd door Maxim. Ook Burr-Brown en NatSemi hebben ieder een schakeling in de handel. Deze zijn echter niet zo bekend.
Op de volgende pagina's worden van alle beschikbare IC's de aansluitgegevens, interne blokschema's en de voornaamste karakteristieken samengevat.



Figuur 6/6.22-18: Basisschakeling rond de LH 0091 van NatSemi.

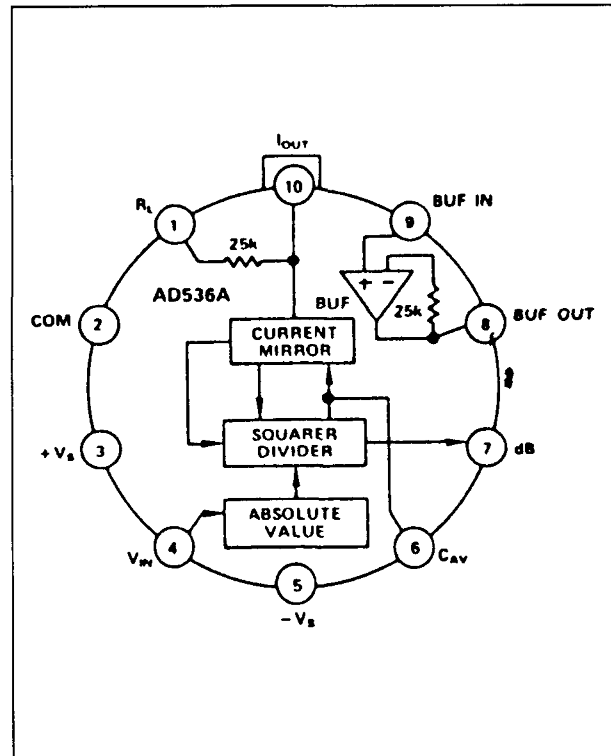
6.22 True RMS-omvormers

AD 536 AJ



- fabrikant: Analog Devices, Maxim
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- voedingsstroom: +/-2 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 13 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-3 mV, +/-0,3 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,1 %
- crest-fout bij C_r = 7: 1 %
- 1 % bandbreedte: 120 kHz bij 1 V
- 1 % bandbreedte: 45 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 5 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 2,3 MHz bij 1 V
- 3 dB bandbreedte: 450 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 90 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: 25 ms/µF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,4 dB

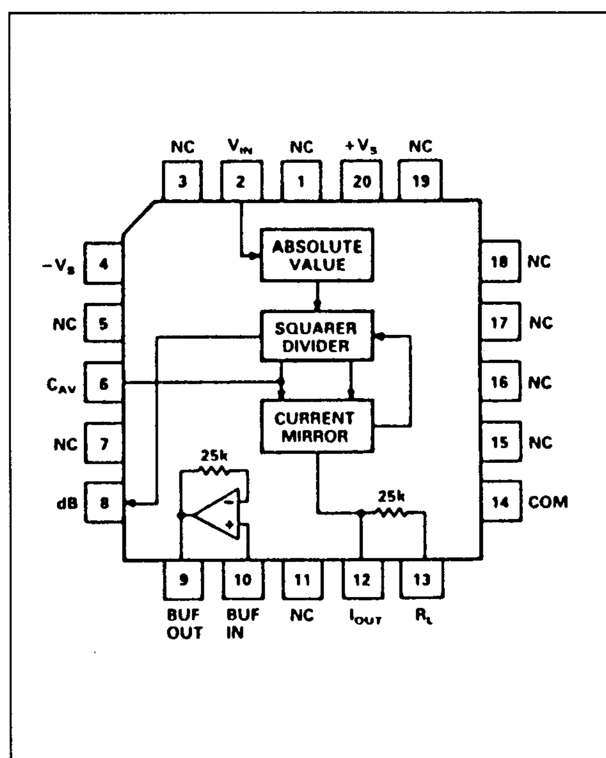
AD 536 AK



- fabrikant: Analog Devices, Maxim
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- voedingsstroom: +/-2 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 13 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-2 mV, +/-0,1 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,1 %
- crest-fout bij C_r = 7: 1 %
- 1 % bandbreedte: 120 kHz bij 1 V
- 1 % bandbreedte: 45 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 5 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 2,3 MHz bij 1 V
- 3 dB bandbreedte: 450 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 90 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: 25 ms/µF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,2 dB

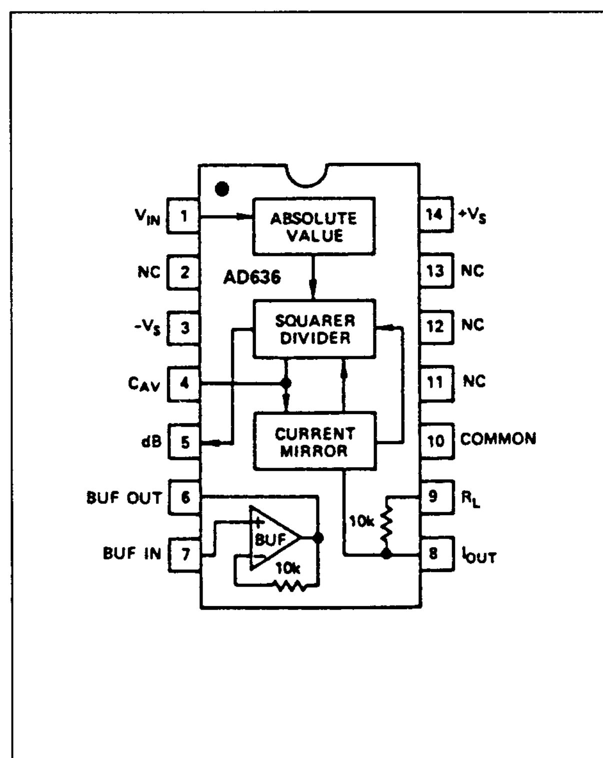
6.22 True RMS-omvormers

AD 536 AS



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- voedingsstroom: +/-2 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 13 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-3 mV, +/-0,3 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 7$: 1 %
- 1 % bandbreedte: 120 kHz bij 1 V
- 1 % bandbreedte: 45 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 5 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 2,3 MHz bij 1 V
- 3 dB bandbreedte: 450 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 90 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: 25 ms/μF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,5 dB

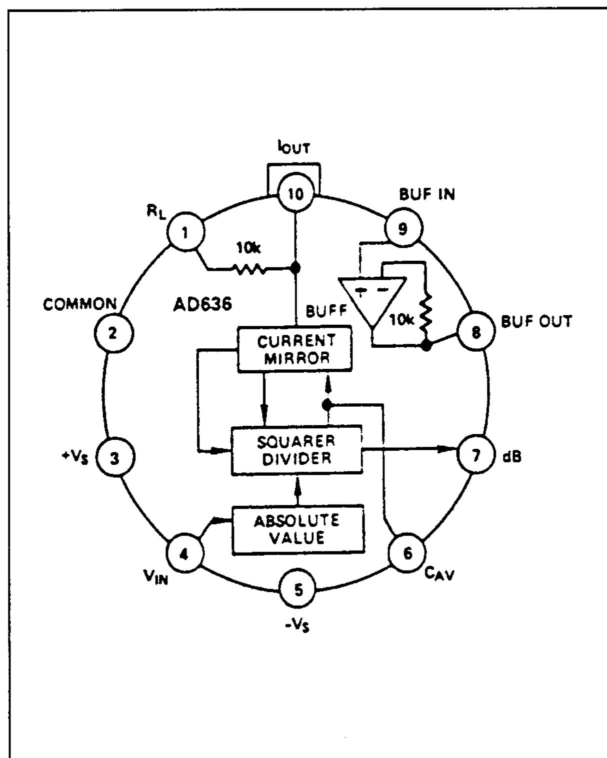
AD 636 J



- fabrikant: Analog Devices, Maxim
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-1 mA max.
- ingangsspanning: 200 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 5,3 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,3 mV, +/-0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,2 %
- crest-fout bij $C_r = 6$: 0,5 %
- 1 % bandbreedte: 130 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 90 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 14 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 1,5 MHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 900 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 100 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: 25 ms/μF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,3 dB

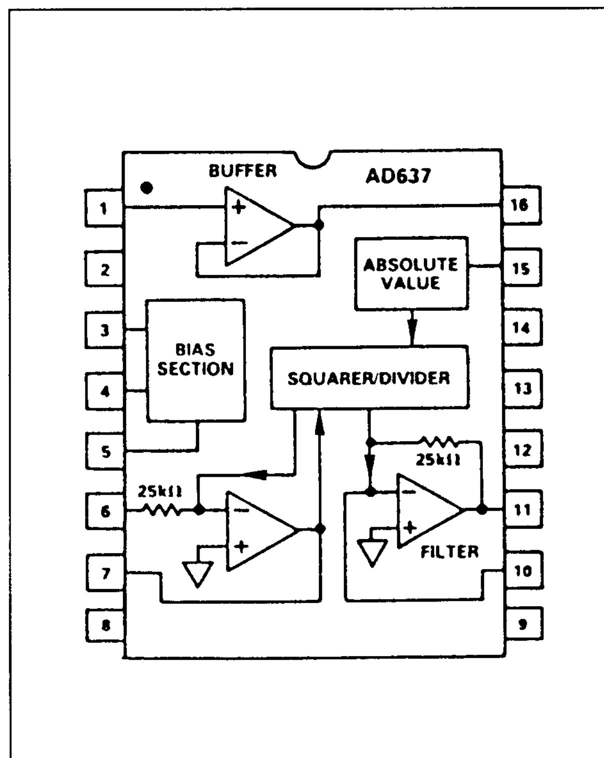
6.22 True RMS-omvormers

AD 636 K



- fabrikant: Analog Devices, Maxim
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-1 mA max.
- ingangsspanning: 200 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 5,3 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,1 mV, +/-0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,2 %
- crest-fout bij $C_r = 6$: 0,5 %
- 1 % bandbreedte: 130 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 90 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 14 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 1,5 MHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 900 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 100 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: 25 ms/μF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,1 dB

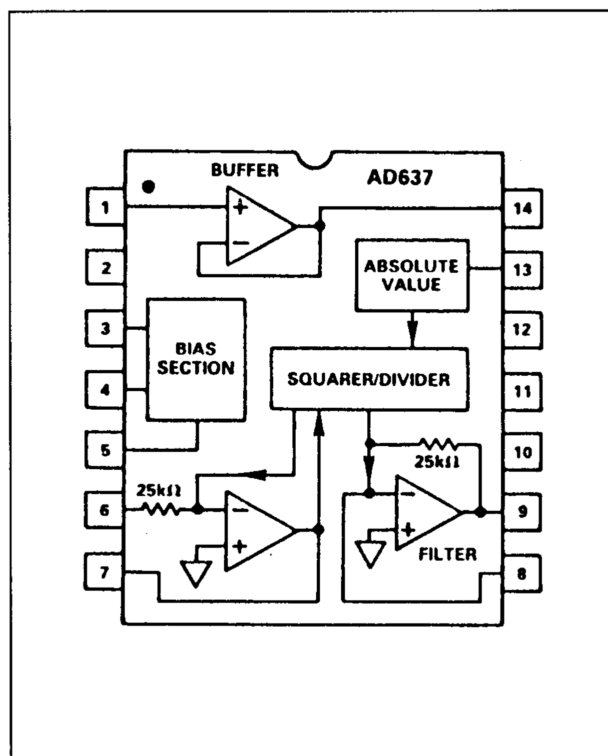
AD 637 J



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- voedingsstroom: +/-3 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,5 mV, +/-0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 10$: 1 %
- 1 % bandbreedte: 200 kHz bij 2 V
- 1 % bandbreedte: 66 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 11 kHz bij 20 mV
- 3 dB bandbreedte: 8 MHz bij 2 V
- 3 dB bandbreedte: 1 MHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 150 kHz bij 20 mV
- tijdconstante: 25 ms/μF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,5 dB

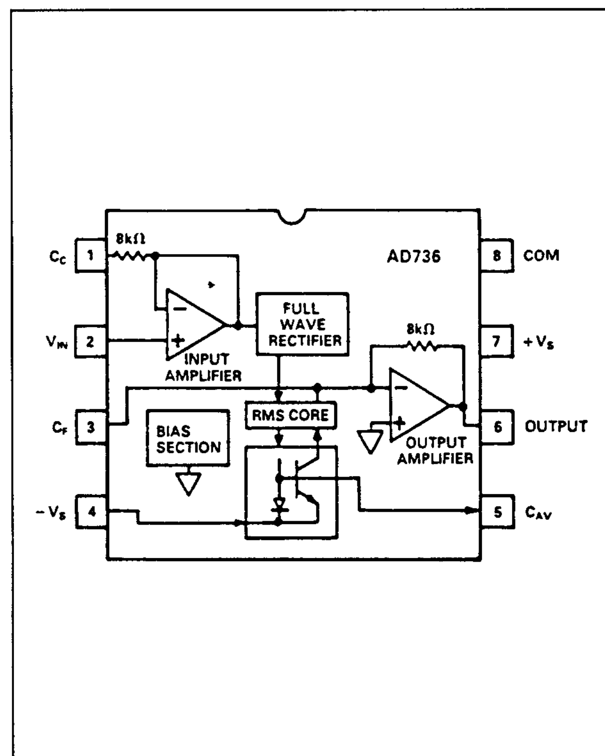
6.22 True RMS-omvormers

AD 637 K



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-18 V max.
- voedingsstroom: +/-3 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,3 mV, +/-0,05 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,1 %
- crest-fout bij C_r = 10: 1 %
- 1 % bandbreedte: 200 kHz bij 2 V
- 1 % bandbreedte: 66 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 11 kHz bij 20 mV
- 3 dB bandbreedte: 8 MHz bij 2 V
- 3 dB bandbreedte: 1 MHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 150 kHz bij 20 mV
- tijdconstante: 25 ms/μF
- dB-uitgang: -3 mV/dB
- db-fout: +/-0,3 dB

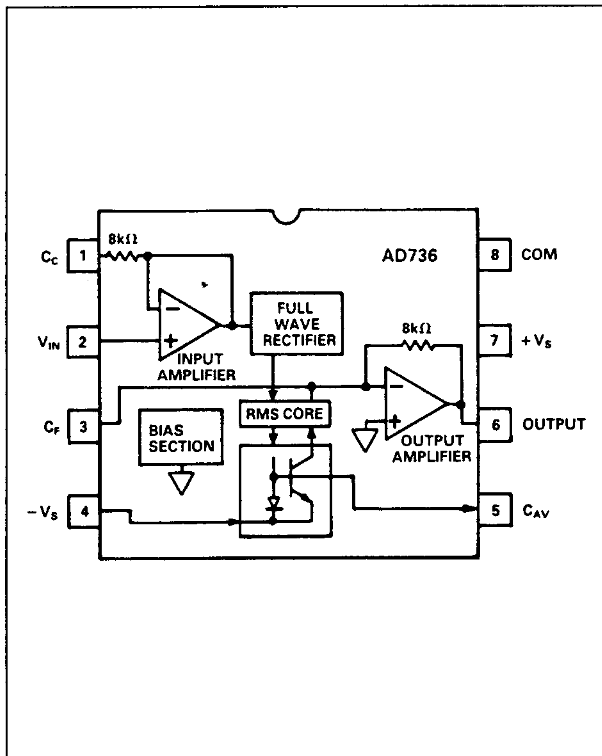
AD 736 J



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-0,2 mA max.
- ingangsspanning: 300 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,1 mV, +/-0,5 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,7 %
- crest-fout bij C_r = 5: 2,5 %
- 1 % bandbreedte: 33 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 37 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 6 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 190 kHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 170 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 55 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

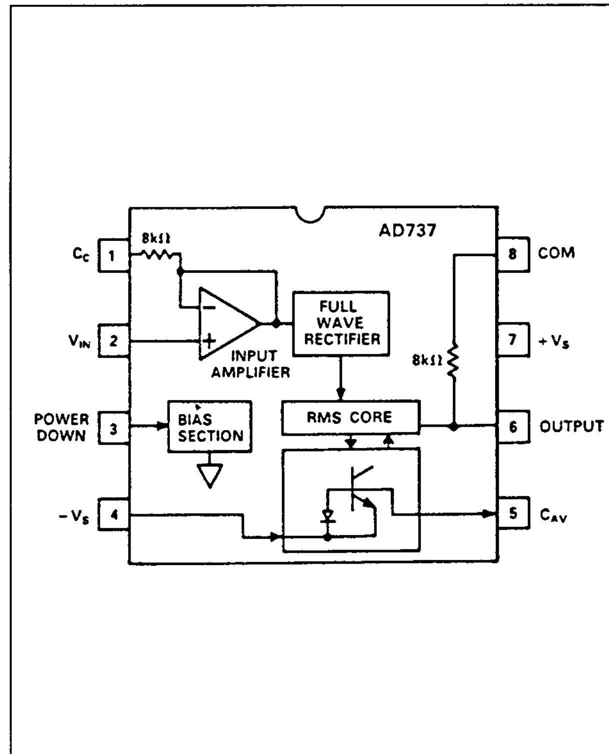
6.22 True RMS-omvormers

AD 736 K



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-0,2 mA max.
- ingangsspanning: 300 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,1 mV, +/-0,3 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,7 %
- crest-fout bij C_r = 5: 2,5 %
- 1 % bandbreedte: 33 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 37 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 6 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 190 kHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 170 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 55 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

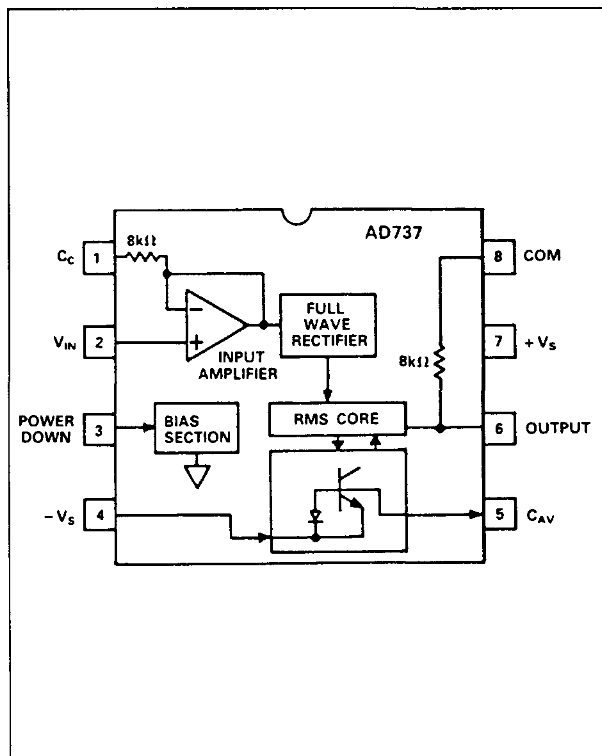
AD 737 J



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-0,16 mA max.
- ingangsspanning: 300 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,1 mV, +/-0,2 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,7 %
- crest-fout bij C_r = 5: 2,5 %
- 1 % bandbreedte: 33 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 37 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 6 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 190 kHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 170 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 55 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

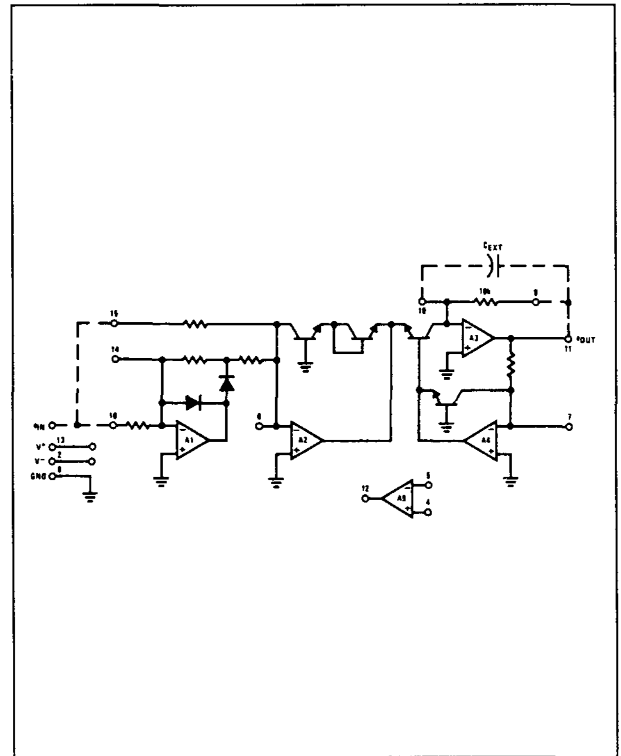
6.22 True RMS-omvormers

AD 737 K



- fabrikant: Analog Devices
- voedingsspanning: +/-16,5 V max.
- voedingsstroom: +/-0,16 mA max.
- ingangsspanning: 300 mV_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 6,4 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,1 mV, +/-0,2 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,7 %
- crest-fout bij $C_r = 5$: 2,5 %
- 1 % bandbreedte: 33 kHz bij 200 mV
- 1 % bandbreedte: 37 kHz bij 100 mV
- 1 % bandbreedte: 6 kHz bij 10 mV
- 3 dB bandbreedte: 190 kHz bij 200 mV
- 3 dB bandbreedte: 170 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 55 kHz bij 10 mV
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

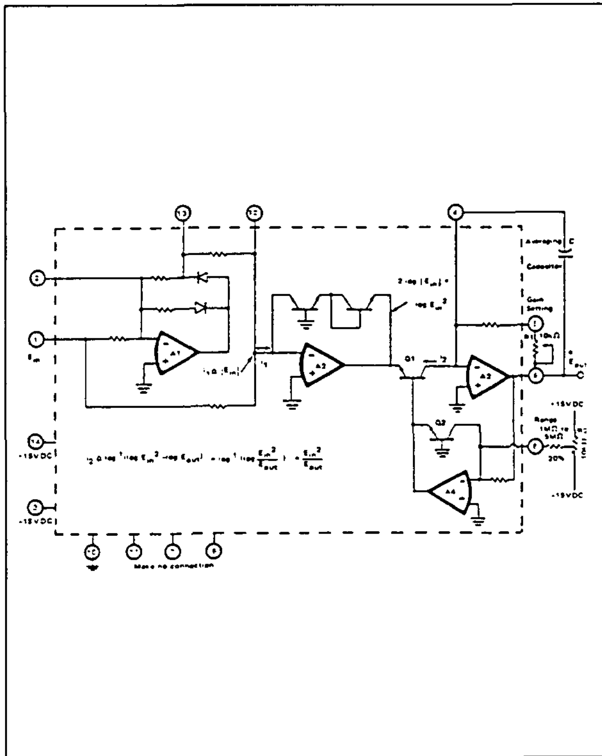
LH 0091



- fabrikant: NatSemi
- voedingsspanning: +/-22 V max.
- voedingsstroom: +/-18 mA max.
- ingangsspanning: 7 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 4,5 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-0,5 mV, +/-0,05 %
- crest-fout bij $C_r = 3$: 0,1 %
- crest-fout bij $C_r = 5$: 0,2 %
- 1 % bandbreedte: 200 kHz bij 7 V
- 1 % bandbreedte: 75 kHz bij 700 mV
- 1 % bandbreedte: 50 kHz bij 100 mV
- 3 dB bandbreedte: 2 MHz bij 7 V
- 3 dB bandbreedte: 1,5 MHz bij 700 mV
- 3 dB bandbreedte: 800 kHz bij 100 mV
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

6.22 True RMS-omvormers

4341



- fabrikant: Burr-Brown
- voedingsspanning: +/-15 V max.
- voedingsstroom: +/-12 mA max.
- ingangsspanning: 4,5 V_{rms} max.
- ingangsimpedantie: 5 kΩ min.
- nauwkeurigheid: +/-2 mV, +/-0,2 %
- crest-fout bij C_r = 3: 0,5 %
- crest-fout bij C_r = 6: 1,5 %
- 1 % bandbreedte: 80 kHz bij 2 V
- 3 dB bandbreedte: 450 kHz bij 2 V
- tijdconstante: niet gespecificeerd
- dB-uitgang: niet van toepassing
- db-fout: niet van toepassing

6/6.23

Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

Inleiding

Analoge vermenigvuldigers
Analoge vermenigvuldigers (analog multipliers) zijn schakelingen die in de meest eenvoudige uitvoering het wiskundige product berekenen van twee analoge spanningen U_x en U_y. De spanning op de uitgang, U_o wordt dus gegeven door de wiskundige formule:

$$U_o = C.U_x.U_y$$

De spanning op de uitgang is gelijk aan het product van de twee ingangsspanningen, vermenigvuldigd met een schaalfactor C. Deze factor bepaalt de versterking van de schakeling. Meestal is deze factor kleiner dan 1, zodat men ook het product kan berekenen van spanningen die groter zijn dan 4 V. Zonder deze factor zou het resultaat van twee ingangsspanningen van 4 V een uitgangsspanning van 16 V zijn, hetgeen buiten het voedingsbereik van de meeste vermenigvuldigers valt. Door nu C in te stellen op 0,1 wordt de uitgangsspanning in dit voorbeeld slechts 1,6 V, een spanning die uiteraard goed door de schakeling kan geproduceerd worden.

Soorten vermenigvuldigers
Er bestaan drie soorten vermenigvuldigers:

- Een-quadrant schakelingen:
  Hierbij moeten beide ingangsspanningen altijd positief of negatief zijn, zodat de uitgangsspanning altijd positief is. De wiskundige vermenigvuldiging van twee negatieve getallen levert immers een positief resultaat op!
- Twee-quadrant schakelingen:
  Hierbij moet één ingangsspanning altijd positief of negatief zijn, maar mag de tweede ingangsspanning bipolair (dus + of -) zijn.
  De uitgangsspanning kan zowel positief als negatief zijn.
- Vier-quadrant schakelingen:
  Bij deze IC's mogen beide ingangsspanningen bipolair zijn en zal de uitgangsspanning dus zowel positief als negatief kunnen worden.

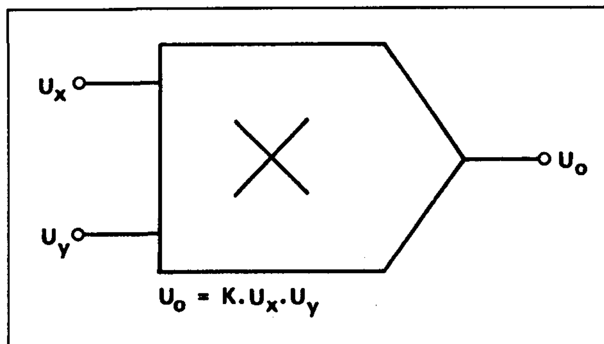
Naast deze indeling in werkingsgebied kan men ook nog een indeling maken in ingangsgrootheid:

- Spanningsgestuurd:
  Bij deze schakelingen moet men spanningen aan de ingangen aanbieden en zal de uitgang ook een spanning genereren.
- Stroomgestuurd:
  Bij deze schakelingen moeten de ingangspennen met stromen gestuurd worden, zodat men in de meeste gevallen serieweerstanden moet opnemen om de spanningen die men wil aanbieden om te zetten in stromen.

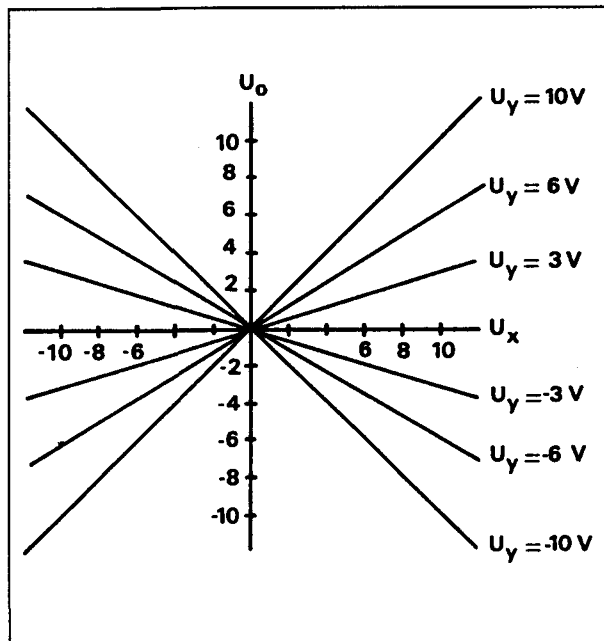
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

Symbool en transfer-karakteristiek

Het symbool van een analoge vermenigvuldiger is getekend in figuur 6/6.23-1.



Figuur 6/6.23-1: Het symbool van een analoge vermenigvuldiger.



Figuur 6/6.23-2: De transfer-karakteristiek van een analoge vermenigvuldiger.

De transfer-karakteristiek van een vierquadrant vermenigvuldiger is getekend in figuur 6/6.23-2. Deze karakteristiek geeft het verband tussen de twee ingangsspanningen en de uitgangsspanning. De ene ingangsspanning U_x wordt voorgesteld door de horizontale as. De vertikale as levert de waarde van de uitgangsspanning U_o. De tweede ingangsspanning U_y is de parameter van de grafiek, dat wil zeggen dat iedere getekende lijn overeen komt met een bepaalde waarde van U_y. Uit deze transfer-karakteristiek blijkt dat een analoge vermenigvuldiger in wezen een lineaire schakeling is, hoewel de elektronica die noodzakelijk is om twee spanningen met elkaar te vermenigvuldigen alles behalve lineair werkt!

Uitgebreide vermenigvuldigers

In de inleiding werd reeds gesteld dat de eenvoudigste schakelingen alleen het product van twee spanningen berekenen. Er zijn echter een heleboel schakelingen in de handel die iets meer mogelijkheden hebben. In figuur 6/6.23-3 is een typisch voorbeeld van een dergelijke vermenigvuldiger getekend. De MPY 534, want over dit IC gaat het, heeft differentiële X- en Y-ingangen. Men kan dus niet aan de massa gerefereerde spanningen met elkaar vermenigvuldigen. Vervolgens heeft de schakeling een derde differentiële ingang, die meestal Z genoemd wordt. Deze ingang is niet in de vermenigvuldiging betrokken, maar zorgt voor een bepaalde factor $[Z_1 - Z_2]$, die men van het product kan aftrekken of er bij kan optellen. De MPY 534 heeft tot slot een ingang SF, waarmee men de schaalfactor extern kan regelen.

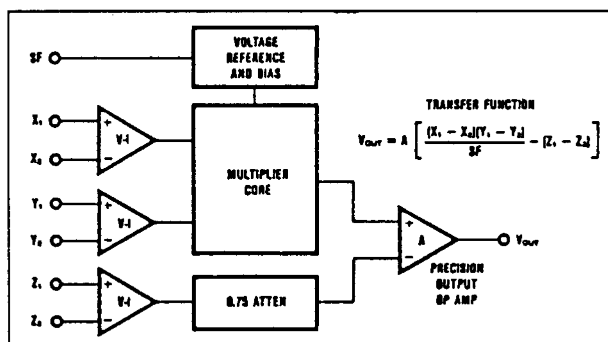
Overige rekenkundige schakelingen

Met vier-quadrant vermenigvuldigers kan men de basisbewerkingen:
- vermenigvuldigen (x.y);
- delen (x/y);
- kwadrateren (x^2);
- wortel trekken ($\sqrt{x}$);

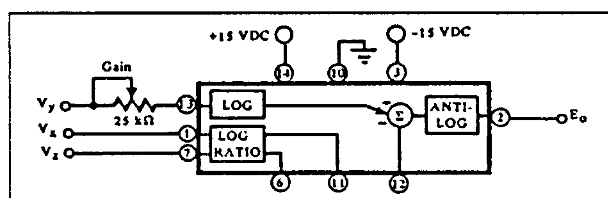
zonder al te veel externe componenten uitvoeren.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

Daarnaast zijn er ook fabrikanten die zogenoemde "analog computers" in de handel brengen, schakelingen die gebaseerd zijn op de analoge vermenigvuldigers, maar die zo open van architectuur zijn dat men er een heleboel wiskundige bewerkingen mee kan uitvoeren.
Een typisch voorbeeld van een dergelijke analoge computer is de 4302, waarvan het intern blokschema getekend is in figuur 6/6.23-4.



Figuur 6/6.23-3: Een voorbeeld van een uitgebreide analoge vermenigvuldiger met drie stel ingangen en een schaalfactor.



Figuur 6/6.23-4: Intern blokschema van de analoge computer 4302.

De transfer-functie van deze schakeling voldoet aan de wiskundige uitdrukking:

$$U_{uit} = U_Y \cdot [U_Z / U_X]^m$$

Met een dergelijke schakeling kan men, zuiver elektronisch:

- vermenigvuldigen;
- delen;
- wortels trekken;
- tot machten verheffen;
- gemiddelde waarden berekenen;
- logaritmische verhoudingen berekenen;
- sinus functies uitwerken;
- cosinus functies uitwerken;
- boogtangens berekeningen uitvoeren.

De hele middelbare school wiskunde in één IC'tje!

Toepassingen van vermenigvuldigers

Inleiding

Het is zonder meer een feit dat de gemiddelde elektronica doe-het-zelver zijn hele leven uitermate gelukkig kan doorbrengen zonder ooit een analoge vermenigvuldiger in de hand te hebben genomen. Toch hebben dergelijke schakelingen nuttige toepassingen, die ook in de hobby-sfeer aan bod kunnen komen.

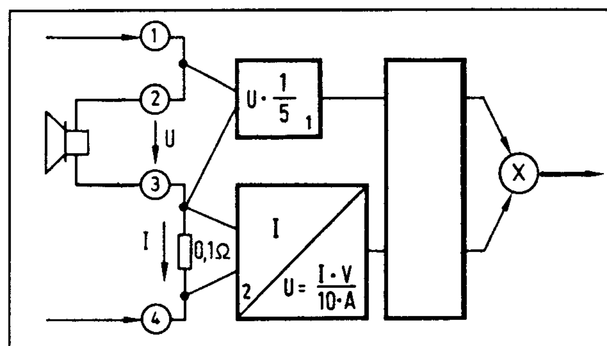
Meten van vermogens

De wiskundige uitdrukking voor elektrisch vermogen is gelijk aan:

$$P = U.I$$

Het vermogen dat in een weerstand verbruikt wordt is gelijk aan de vermenigvuldiging van de spanning over de weerstand en de stroom door de weerstand. Het zal duidelijk zijn dat men dergelijke metingen niet rechtstreeks kan uitvoeren als men geen analoge vermenigvuldiger in huis heeft. Het zal verder duidelijk zijn dat vermenigvuldigers met differentiële ingangen hiervoor heel handig zijn. Eén

differentiële ingang meet de spanning over een gebruiker, de tweede differentiële ingang meet de spanning over een kleine stroomsensorweerstand, in serie met de verbruiker. De schakeling berekent netjes het in de verbruiker gedissipeerde vermogen en biedt dit aan onder de vorm van een uitgangsspanning, die op een in Watt geijkte meter aangegeven kan worden. In figuur 6/6.23-5 is een voorbeeldje van deze techniek geschetst.



Figuur 6/6.23-5: Een voorbeeld van het meten van vermogen, in dit geval het luidsprekervermogen van een eindversterker.

De bedoeling is het door een eindversterker aan een luidspreker aangeboden elektrische vermogen te meten. De spanning over de luidspreker (klemmen 2 en 3) wordt door één verschilingang van de analoge vermenigvuldiger berekend. De stroom door de luidspreker wordt gemeten door de spanningsval over een kleine weerstand van 0,1 Ω (pennen 3 en 4) aan de tweede verschilingang van de vermenigvuldiger aan te bieden. Na het invoeren van een schaalfactor wordt de vermenigvuldiging uitgevoerd en staat op de uitgang van de schakeling een spanning die recht evenredig is met het echte effectieve vermogen dat in de luidspreker wordt gedissipeerd. Deze uitgangsspanning wordt dan met een nauwkeurige gelijkrichter omgezet in een gelijkspanning en kan digitaal gemeten worden.

Automatische amplituderegelingen
Analoge vermenigvuldigers kunnen ook gebruikt worden om de grootte van een wisselspanning door middel van een gelijkspanning te regelen. Als men immers aan één ingang van de vermenigvuldiger de wisselspanning aansluit en de regelspanning aan de tweede ingang, dan zal het product op de uitgang gelijk zijn aan de wisselspanning, vermenigvuldigd met de constante gelijkspanning. De vermenigvuldiger wordt dan een spanningsgestuurde wisselspanningsversterker.

Moduleren
Ook voor modulatie kan men analoge vermenigvuldigers inzetten. Modulatie is immers niets anders dan een vermenigvuldiging van twee wisselspanningen, waarvan de frequenties ver uit elkaar liggen. Sluit men op één ingang van een analoge vermenigvuldiger een hoogfrequente draaggolf aan en op de andere ingang een laagfrequent modulatiesignaal, dan zal de vermenigvuldiger zonder externe componenten een gemoduleerde draaggolf op de uitgang aanbieden.

Berekenen van effectieve waarden
Ook voor het omzetten van een wisselspanning in een gelijkspanning waarvan de grootte een maat is voor de echte effectieve waarde van de wisselspanning kan men met succes analoge vermenigvuldigers uit de kast halen. De effectieve waarde is per definitie gelijk aan de vierkantswortel uit het gemiddelde kwadraat van de wisselspanning. Door middel van twee analoge vermenigvuldigers kan men zowel het kwadraat als de vierkantswortel berekenen.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

Frequentieverdubbeling
Een minder voor de hand liggende toepassing van analoge vermenigvuldigers is het verdubbelen van de frequentie van een sinusvormige wisselspanning. Het volstaat beide ingangen van de vermenigvuldiger met de sinusvormige ingangsspanning te verbinden. Op de uitgang van de schakeling ontstaat de gekwadrateerde ingangsspanning. Men kan nu wiskundig bewijzen dat deze spanning een frequentie heeft die precies gelijk is aan twee maal de frequentie van het ingangssignaal. Als de schakeling zonder vervormingen werkt, zijn er bovendien absoluut geen harmonischen van het ingangssignaal op de uitgang aanwezig!

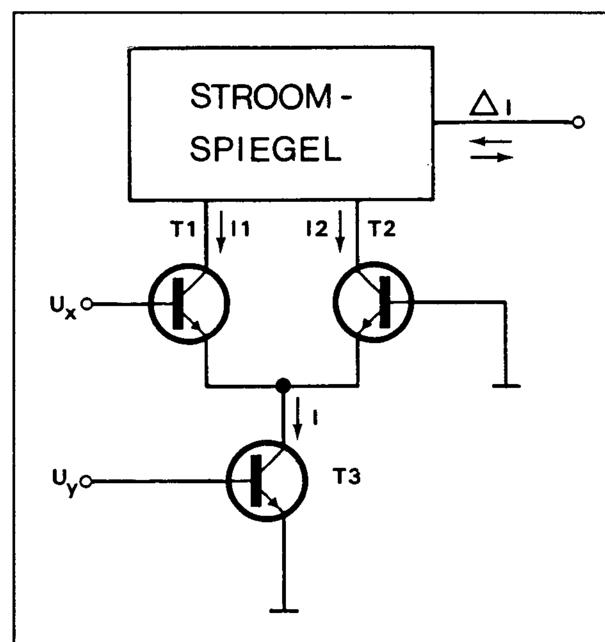
De werking van vermenigvuldigers

Inleiding
Hoewel er niet per definitie veel elektronica in een analoge vermenigvuldiger zit, zijn het toch tamelijk ingewikkelde schakelingen.
De werking is alleen wiskundig volledig uit te leggen, iets dat op deze plaats niet zal gebeuren.

De Gilbert-schakeling
Alle moderne analoge vermenigvuldigers werken volgens het Gilbert-principe. De meest principiële uitvoering van deze schakeling is getekend in figuur 6/6.23-6. Twee transistoren T1 en T2 worden gestuurd uit een stroomspiegel. Dat is een schakeling die in staat is het verschil te berekenen tussen de twee collectorstromen I1 en I2. De twee collectorstromen worden opgeteld en doorlopen als I een derde transistor T3. De twee te vermenigvuldigen spanningen worden aangeboden aan de basissen van T1 en T3. Men kan nu wiskundig aantonen dat de verschilstroom tussen I1 en I1, die door de stroomspiegel wordt berekend, recht evenredig is met het product tussen beide ingangsspanningen U_x en U_y:

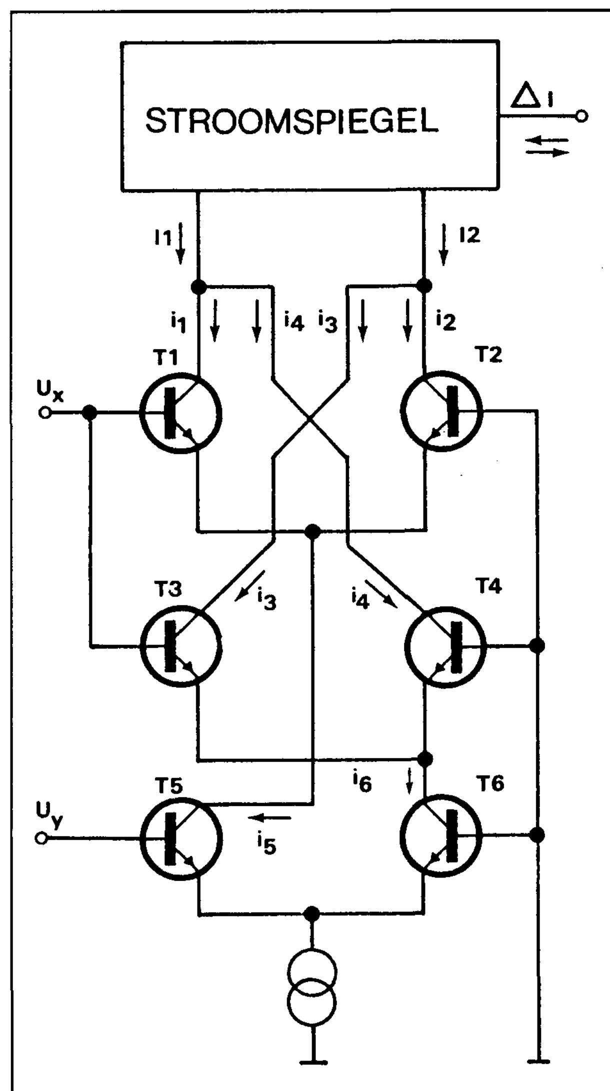
$$\Delta i = k.U_x.U_y$$

Een en ander is eenvoudig aan te tonen voor de gevallen waarbij een van beide ingangsspanningen nul wordt. Als U_x gelijk is aan nul zullen T1 en T2 identieke basis/emitter-spanningen hebben. De basis van T2 ligt immers aan de massa. In de veronderstelling dat alle transistoren identieke eigenschappen hebben zullen ook beide collectorstromen aan elkaar gelijk zijn.



Figuur 6/6.23-6: Het hart van een elektronische vermenigvuldiger wordt gevormd door deze Gilbert-schakeling.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



Figuur 6/6.23-7: Deze uitgebreide Gilbert-schakeling werkt in vier quadranten.

Het stroomverschil tussen deze stromen is dus nul, de stroomspiegel levert geen signaal af. Als U_y gelijk aan nul wordt zal T3 sperren. Het gevolg is dat I1 en I2 beide nul zijn en er weer geen stroomverschil aanwezig is. De stroomspiegel levert ook nu geen signaal af. Op deze eenvoudige manier kan men in ieder geval aanvoelen dat de schakeling voldoet aan de fundamentele wet van vermenigvuldiging: als een van de te vermenigvuldigen grootheden gelijk is aan nul, dan zal ook het resultaat van de vermenigvuldiging nul zijn.

De vier-quadrant uitvoering

De beschreven schakeling werkt in slechts één quadrant. Men kan echter overschakelen naar vier quadranten door de schakeling uit te breiden tot het systeem van figuur 6/6.23-7. Deze schakeling vormt op de een of andere manier altijd het hart van een analoge vermenigvuldiger. De schakeling heeft drie verschilversterkers met gemeenschappelijke emitters. Ook nu kan men de werking alleen wiskundig bewijzen.

Maar ook nu kan men aanvoelen dat de schakeling aan de fundamentele vermenigvuldigingswet voldoet. Als men de ingangsspanning U_x nul maakt, dan zijn T1 en T2 en T3 en T4 identiek ingesteld:

$i_1 = i_2$

$i_3 = i_4$

Hieruit volgt:

$i_1+i_4 = i_2+i_3$

Verder geldt:

$I_1 = i_1+i_4$

$I_2 = i_3+i_2$

Met andere woorden:

$I_1 = I_2$

Het stroomverschil is nul, zodat de stroomspiegel geen signaal aflevert.

Als men de tweede ingangsspanning U_y gelijk aan nul maakt, dan worden de transistoren T5 en T6 identiek ingesteld:

$i_5 = i_6$

Omdat T1 en T3 door U_x worden ingesteld geldt:

$i_1 = i_3$

Maar natuurlijk geldt ook:

$i_2 = i_4$

Nu even wat simpele optelsommetjes:

$i_5 = i_1+i_2$

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

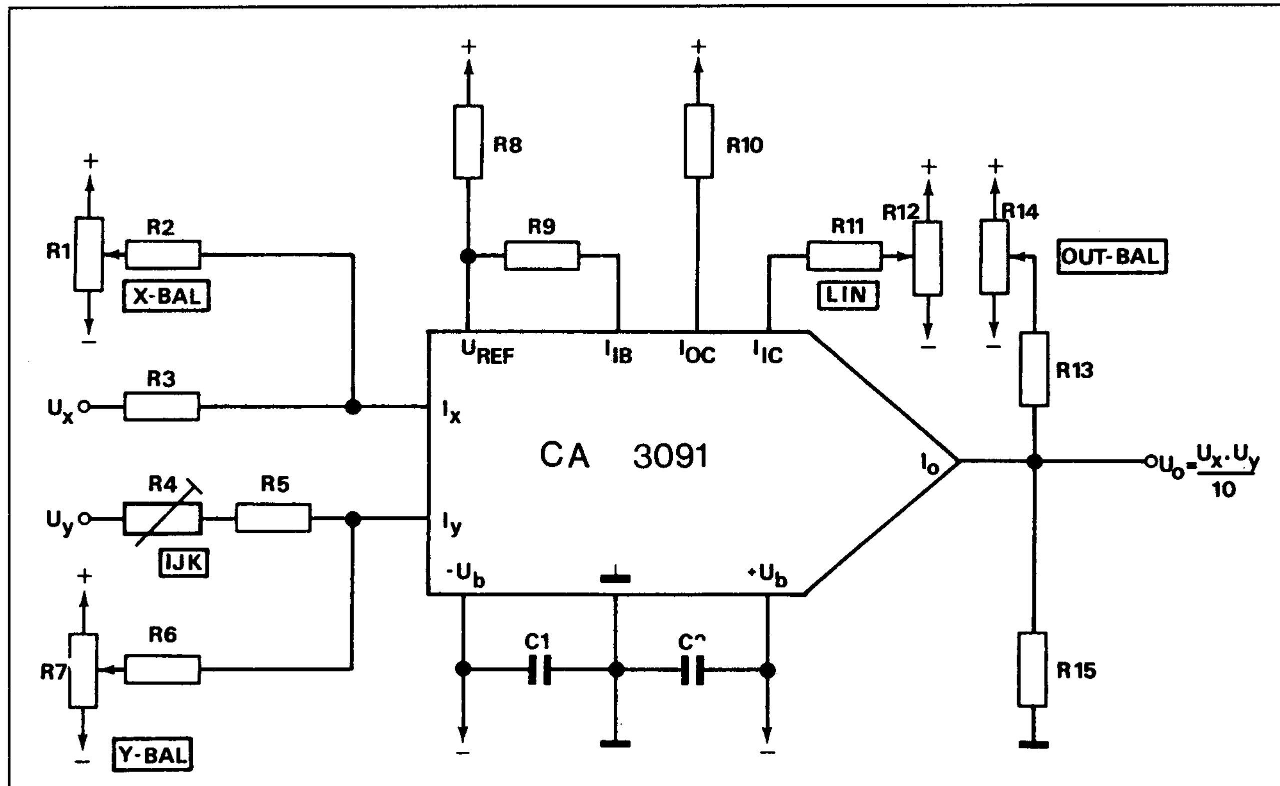
$i_6 = i_3+i_4$
$i_1+i_2 = i_3+i_4$
$i_1+i_4 = i_2+i_3$
Met als besluit:
$I_1 = I_2$
Ook nu levert de schakeling geen verschilstroom, zodat de stroomspiegel geen signaal aflevert. Als een van de ingangsspanningen gelijk is aan nul zal de uitgebreide Gilbert-schakeling geen spanning afleveren.

Werken met analoge vermenigvuldigers

Compenseren
Bij de bespreking van de Gilbert-schakeling werd uitgegaan van een absolute gelijkheid van de transistoren van de verschilversterkers.
Na zal dat in de praktijk uiteraard nooit het geval zijn. Deze kleine verschillen introduceren offset-fouten, die gecompenseerd moeten worden. Er worden schakelingen aangeboden, waarbij deze offset-fouten gedurende de fabricage van de chip's worden gecompenseerd door middel van laserstralen die weerstanden op de chip "wegbranden". Deze IC's zijn echter verschrikkelijk prijzig. Bij goedkope analoge vermenigvuldigers moet men de offset-fouten compenseren door het aanbrengen van instelpotentiometers. Naast deze offset-compensaties moet men vaak ook de lineariteit van de schakeling optimaliseren.
Dat betekent dat men ervoor moet zorgen dat de schakeling over het gehele toelaatbare bereik van de ingangsspanningen zo nauwkeurig mogelijk het product berekent.

Een praktisch voorbeeld
Een en ander heeft tot gevolg dat men vaak vier tot vijf instelpotentiometers in de schakeling van een analoge vermenigvuldiger moet opnemen, die op een bepaalde manier afgeregeld moeten worden.
In figuur 6/6.23-8 is als voorbeeld een praktisch schema rond de CA 3091 van RCA getekend.
Dit IC heeft geen spanningsingangen, maar moet gestuurd worden met stromen. Vandaar dat de ingangspennen I_x en I_y niet rechtstreeks met de te vermenigvuldigen spanningen verbonden mogen worden, maar dat men serieweerstanden R3, R4 en R5 moet tussen schakelen. Zonder deze stroombegrenzende weerstanden gaat de schakeling onmiddellijk stuk! Een van de serieweerstanden is gedeeltelijk uitgevoerd als instelpotentiometer. Met deze weerstand R4 kan men de schakeling ijken, hetgeen wil zeggen dat de nauwkeurigheid van de vermenigvuldiging hiermee geoptimaliseerd moet worden.
Omdat de CA 3091 geen extra offset-pennen heeft moet men de ingangs-offset's compenseren door aan de twee ingangen een extra positief of negatief stroompje aan te bieden. Daarvoor dienen de twee instelpotentiometers R1 en R7. Die staan tussen de symmetrische voedingsspanningen geschakeld, zodat men de loperspanning op iedere gewenste waarde tussen -15 V en +15 V kan instellen. De loperspanning wordt via de weerstanden R2 en R6 omgezet in een stroom, die de offset compenseert.
De CA 3091 heeft een lineariteitspen I_{IC}, waarin men een bepaalde stroom moet sturen om de werking van de schakeling over het gehele bereik te lineariseren. Ook hiervoor kan men het beschreven principe toepassen.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



Figuur 6/6.23-8: Een praktisch bruikbaar schema rond een analoge vermenigvuldiger.

Dus een instelpotentiometer R12 tussen de voedingen, de loper via een serieweerstand R11 op deze pen aansluiten.
De CA 3091 levert een uitgangsstroom, die over de belastingsweerstand R15 een uitgangsspanning opbouwt. Maar ook in de uitgangstrap heeft men te maken met offset-fouten, zodat men via R14 en R13 een klein positief of negatief compensatiestroompje naar de belastingsweerstand moet sturen.

Afregelprocedure

Vijf instelpotentiometertjes, dat is niet niks!
Wil men een analoge vermenigvuldiger afregelen, dan heeft het geen enkele zin zomaar in het wilde weg wat aan deze potentiometertjes te gaan draaien. Er is een bepaalde procedure en alleen deze procedure leidt tot het gewenste resultaat.

Helaas heeft men wel wat meetapparatuur nodig:
- sinus-oscillator;
- oscilloscoop;
- digitale voltmeter.

De procedure, die op alle analoge vermenigvuldigers van toepassing is, wordt nu stap na stap beschreven.
- Stap 1
  De X-ingang wordt met de massa verbonden en op de Y-ingang wordt een sinussignaal met een frequentie van 1 kHz en een top-tot-top waarde van 20 V aangesloten. De scoop zit op de uitgang. Regel X-BAL en LIN af op minimaal signaal op de uitgang. In principe zou het erg mooi zijn als men al het signaal kon wegregelen, maar in de praktijk zal er wel een klein restsinusje op de uitgang blijven staan. Een van de ingangen ligt immers aan de

massa, dus de uitgangsspanning zou ook nul moeten zijn. Beide afregelingen beïnvloeden elkaar, zodat men de procedure enige malen moet herhalen.

- Stap 2
  Zet nu hetzelfde sinussignaal op de X-ingang en leg de Y-ingang aan de massa. Regel Y-BAL af op minimaal signaal op de uitgang.
- Stap 3
  Leg beide ingangen aan de massa, zet een digitale voltmeter op de uitgang en regel OUT-BAL af op minimale gelijkspanning op de uitgang.
- Stap 4
  Verbindt beide ingangen met een gelijkspanning van ongeveer +8 V. Noteer de waarde van deze spanning. Regel IJK af tot op de uitgang een gelijkspanning staat die precies gelijk is aan een tiende van het kwadraat van de spanningen op de ingangen. Als de ingangsspanningen bijvoorbeeld 7,682 V bedragen, dan moet men IJK afregelen op een spanning van precies 5,901 V op de uitgang.

Met de beschreven afregeltechniek kan men de schakeling afregelen op een fout van minder dan 1 % over het gehele bereik.

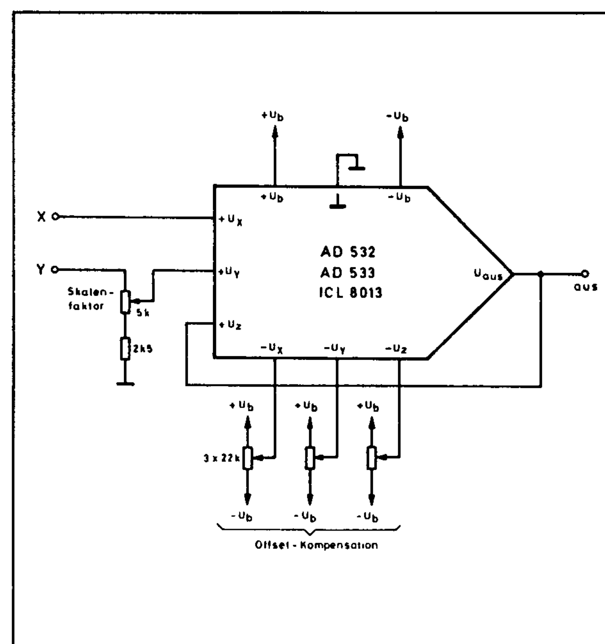
Praktische schakelingen

Inleiding

In dit subhoofdstuk worden enkele praktische basis-schakelingen rond analoge vermenigvuldigers besproken. Alle schakelingen zijn in het laboratorium uitgetest en kunnen door iedereen die eigen initiatief durft ontwikkelen voor tal van praktische toepassingen ingezet worden.

Standaard-schakeling

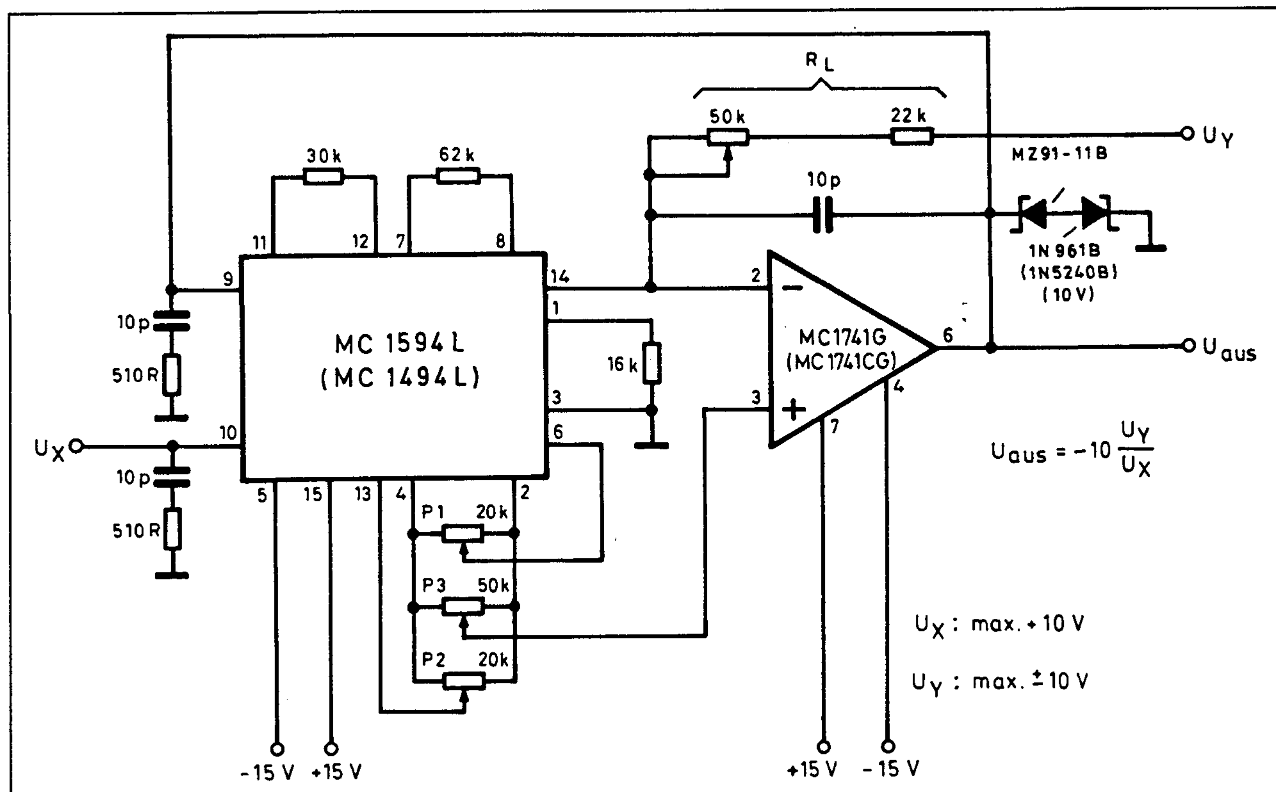
In figuur 6/6.23-9 is de standaard-schakeling besproken die men kan toepassen bij de IC's AD 532, AD 533 en ICL 8013. Dat zijn redelijk geprijsde analoge vermenigvuldigers, die leverbaar zijn in verschillende nauwkeurigheidsklassen. Afhankelijk van de prijs die men wil betalen kan men typen krijgen met absolute fouten van +/-0,5 % tot +/-2,0 %.
De twee ingangen zijn spanningsgestuurd, hetgeen uiteraard een groot voordeel is. Bovendien zijn de ingangen differentieel, een van de ingangsparen kan dan bijvoorbeeld gebruikt worden voor het compenseren van de offset's van de ingangen.



Figuur 6/6.23-9: Basis-schakeling rond enige populaire analoge vermenigvuldigers.

De Z-ingangen gaan naar een interne operationele versterker, die niet in de vermenigvuldiging betrokken is, maar die ingeschakeld kan worden om een constante schaalfactor te introduceren.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



Figuur 6/6.23-10: De basis-schakeling van een analoge deler.

Analoge deler

In figuur 6/6.23-10 is een praktische schakeling getekend van een analoge deler. De schakeling berekent de formule:

$U_{uit} = -10.[U_y/U_x]$

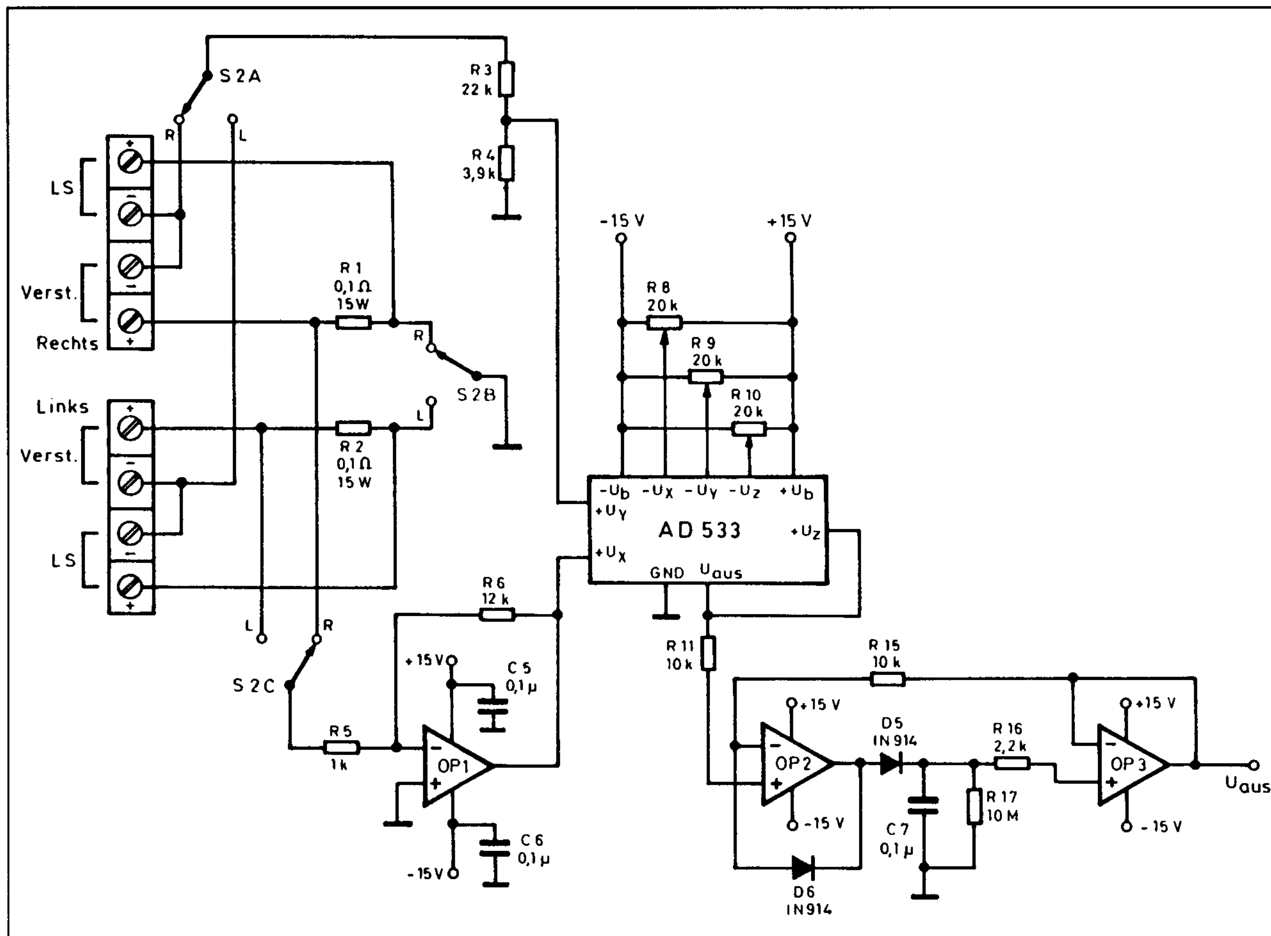
De X-spanning kan alleen positief zijn en kan bovendien niet te klein worden. Zoals men weet levert delen door een klein getal een zeer groot resultaat op. Als de deler 0 wordt, is het resultaat zelfs oneindig groot. De elektronica kan hiermee uiteraard niet omgaan.
Als de X-spanning de nul nadert, gaat de schakeling instabiliteit vertonen. Het kan zelfs gebeuren dat de schakeling vast loopt tegen een van de voedingsspanningen en in deze situatie volhardt. Dit verschijnsel staat bekend als “latch-up”.

Deze ongewenste toestand wordt tegen gegaan door de twee zenerdioden van 10 V in de uitgang. In vele gevallen kan de externe operationele versterker vervangen worden door de in het IC tussen de Z-pennen aanwezige op-amp.

Elektronische Watt-meter

In figuur 6/6.23-11 is het schema getekend van een meter, die het vermogen meet dat door een versterkersuitgang naar de luidsprekers wordt gestuurd. Als stroomsensor weerstanden worden de weerstanden R1 en R2 ingezet. Met behulp van de omschakelaar S2 kan men omschakelen tussen het linker en het rechter kanaal. De wisselspanningen worden vermenigvuldigd door de analoge vermenigvuldiger met differentiële spanningsingangen AD 533.

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



Figuur 6/6.23-11: Een elektronische vermogensmeter voor laagfrequente toepassingen.

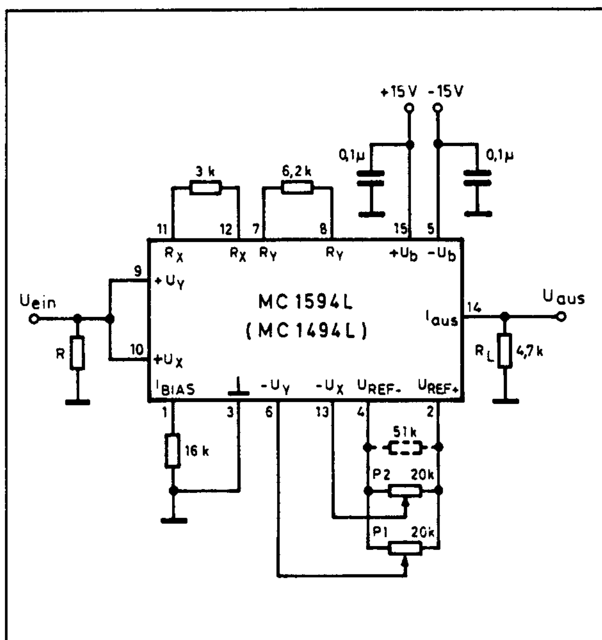
Het product, nog steeds een wisselspanning, wordt nadien met een eenvoudige gelijkrichtschakeling rond OP2 en OP3 omgezet in een mooie gelijkspanning. De uitgangsspanning van OP3 kan naar een analoge of digitale paneelmeter worden gestuurd.

De spanning over de luidspreker wordt via de spanningsverzwakker R3/R4 aan een van de ingangen van de analoge vermenigvuldiger aangeboden. De spanning over de sensorweerstanden wordt met behulp van de operationele versterker OP1 ongeveer tien maal versterkt.

Frequentie verdubbelaar

In figuur 6/6.23-12 is het eenvoudige schema gegeven van een schakeling, die de frequentie van een sinusvormig ingangssignaal keurig verdubbelt. Op de uitgang verschijnt een cosinusvormig signaal met de dubbele frequentie, gesuperponeerd op een gelijkspanning die recht evenredig is met het kwadraat van de amplitude van het ingangssignaal. Uiteraard kan men zo'n gelijkspanning eenvoudig wegfilteren door het signaal via een scheidingscondensator uit te koppelen. Met de toegepaste analoge vermenigvuldiger van het type MC 15994 (Motorola) kan de

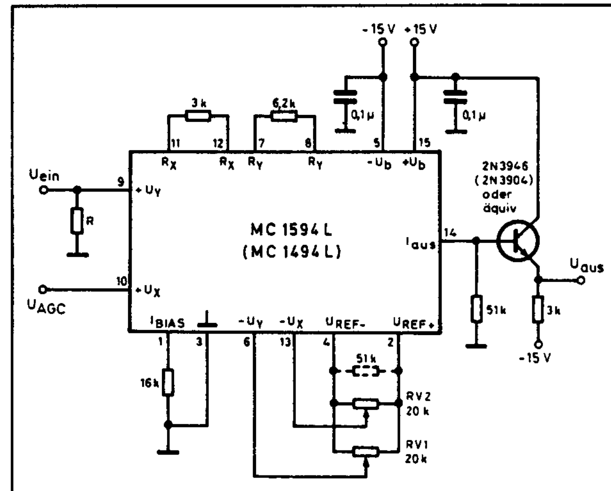
schakeling gebruikt worden tot ingangssignalen met een frequentie van 2 MHz en een top-tot-top waarde van 1 V. Door het afregelen van de offset-spanningen met P1 en P2 kan men de harmonische vervorming op de uitgangsspanning minimaliseren. In het ideale geval zou er zelfs absoluut geen sprake mogen zijn van harmonische signalen op de uitgang!



Figuur 6/6.23-12: Een schakeling waarmee men de frequentie van een sinusvormig signaal kan verdubbelen.

Breedbandige spanningsgestuurde versterker

In figuur 6/6.23-13 is het schema getekend van een spanningsgestuurde versterker met een bandbreedte van 1 MHz en een maximaal ingangssignaal van 1 $V_{effectief}$. De grootte van het uitgangssignaal wordt bepaald door een gelijkspanning U_{AGC} tussen 0 en 1 V, de maximale verzwakking bedraagt 60 dB.



Figuur 6/6.23-13: Een breedbandige en zeer lineaire spanningsgestuurde versterker.

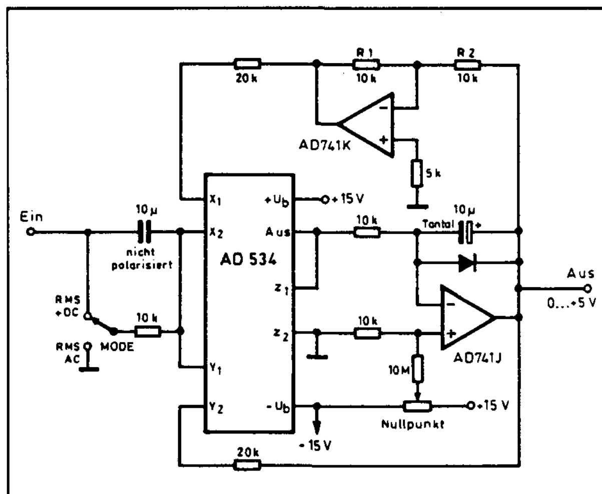
Er bestaan natuurlijk ook andere (goedkopere) systemen om een wisselspanning te sturen met een gelijkspanning. Het toepassen van een analoge vermenigvuldiger heeft toch een aantal voordelen:

- de schakeling werkt zéér lineair over het gehele regelbereik, waardoor weinig vervorming wordt geïntroduceerd;
- het stuurbereik is zeer groot, omdat de schakeling in theorie bij een stuurspanning van 0 V ook 0 V op de uitgang zet;
- de in- en uitgangsimpedanties van de schakeling zijn volledig onafhankelijk van de grootte van de stuurspanning, zodat voorgaande en opvolgende schakelingen belast respectievelijk gestuurd worden met constante impedanties.

Effectieve waarde berekenen

In figuur 6/6.23-14 is een effectieve waarde gelijkrichter getekend. Met deze schakeling kan men het "thermisch vermogen" van een willekeurig gevormde wisselspanning berekenen. De echte effectieve waarde van een wisselspanning is een getal dat aangeeft hoe groot een gelijkspan-

ning zou moeten zijn om hetzelfde warmtevermogen in een weerstand op te wekken dan de wisselspanning. Er bestaan natuurlijk speciale IC's die de effectieve waarde van een wisselspanning kunnen berekenen (zie hoofdstuk 6/6.22). Ook die maken in wezen gebruik van een schakeling, die erg op een analoge vermenigvuldiger lijkt.



Figuur 6/6.23-14: Een effectieve waarde gelijkrichter met een analoge vermenigvuldiger.

Het kan echter ook met een echte analoge vermenigvuldiger. De getekende schakeling is bruikbaar tot 1 MHz en heeft bij die frequentie een meetfout van slechts 0,5 %. Tot 60 á 100 kHz kan men de schakeling zelfs afregelen op een maximale fout van 0,05 %!

Driehoek omzetten in sinus

Spanningsgestuurde functiegeneratoren wekken per definitie alleen rechthoeken en driehoeken op. Toch wil iedereen zo'n apparaat voorzien van een sinusvormige uitgang. Hiervoor zijn zeer ingenieuze maar tamelijk complexe oplossingen verzonnen. Maar ook dat kan met een analoge vermenigvuldiger. Legt men namelijk aan één ingang van een analoge vermenigvuldiger een driehoekvormige spanning en aan de andere ingang een gelijkspanning van een bepaalde grootte, dan kan men (alweer wiskundig) bewijzen dat op de uitgang een sinusvormige spanning met dezelfde frequentie ontstaat. In theorie gaat dat proces zonder dat hogere harmonischen worden gegenereerd, hetgeen doet vermoeden dat een dergelijke schakeling erg weinig vervorming opwekt.

Met de in figuur 6/6.23-15 voorgestelde schakeling kan men een driehoekvormige spanning met een top-tot-top waarde van 300 mV (af te regelen met de potentiometer van 10 kΩ) omzetten in een sinusvormige spanning met een amplitude van 2 V. Het frequentiebereik gaat tot ongeveer 1 MHz. Met de drie instelpotentiometers en met behulp van een vervormingsmeter kan men de vervorming van de sinus op de uitgang minimaliseren tot onder de 1 %. Een zeer goede waarde, waar maar weinig andere schakelingen tegen kunnen concurreren!

Type-beschrijving

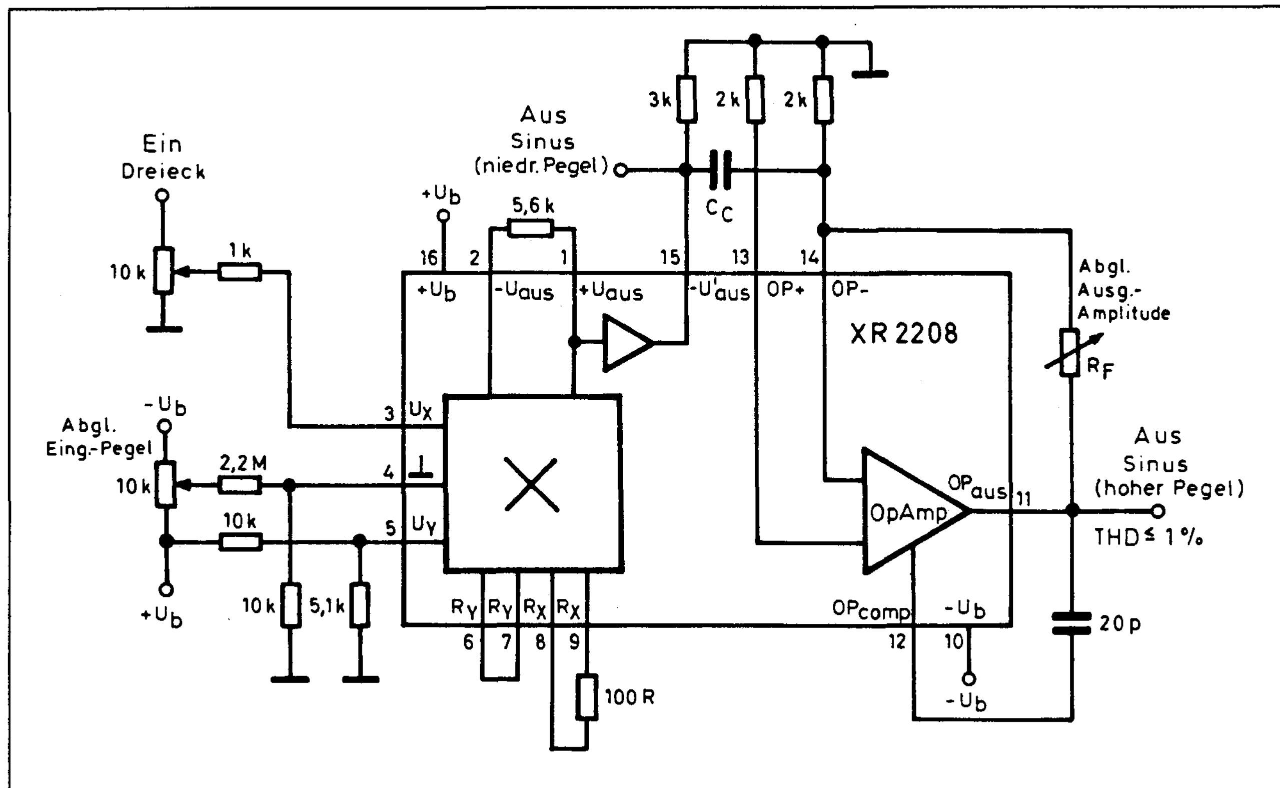
Inleiding

Op de volgende pagina's worden de aansluitgegevens en, voor zover beschikbaar in de fabrieksdocumentatie, de interne blokschema's gegeven van alle analoge vermenigvuldigers die door de meest bekende IC-fabrikanten op de markt worden gebracht.

Afspraken

De volgende afspraken worden door de meeste fabrikanten aangehouden:
– de ingangen worden X en Y genoemd;

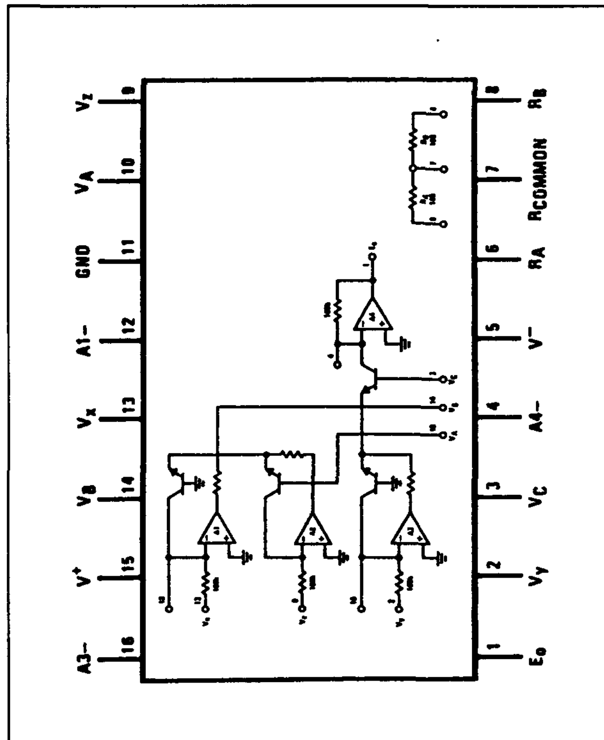
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



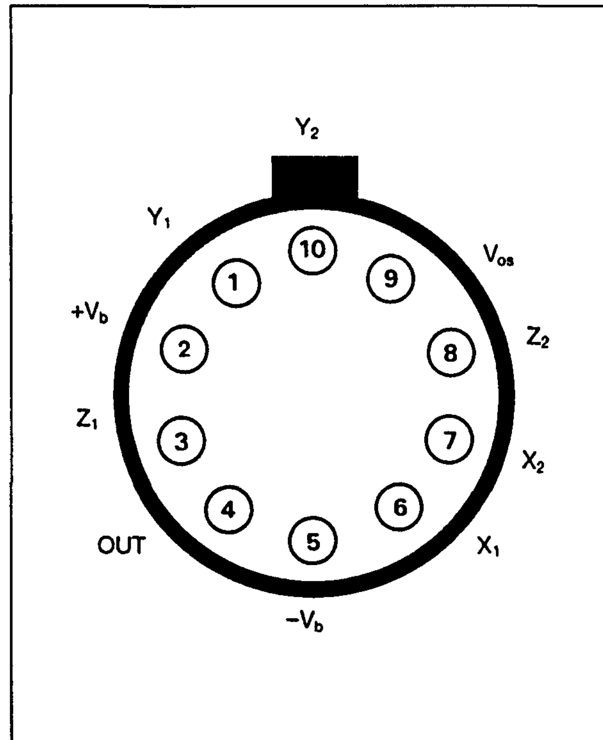
Figuur 6/6.23-15: Met deze schakeling kan men een driehoekvormige spanning omzetten in een sinus met lage vervorming.

- de codering I of U aan de ingang geeft aan of de ingangen spanning- dan wel stroomgestuurd zijn;
- zijn er twee X- of Y-pennen aanwezig, dan duidt dit op een differentiële ingang;
- met Z worden de extra ingangen aangeduid, die verbonden zijn met de interne operationele versterkers;
- met SF wordt een pen aangeduid, waarmee men de schaalfactor van de schakeling kan instellen;
- pennen die een inferieure "o" in hun codering hebben (bijvoorbeeld X_{io}) zijn bedoeld voor het afregelen van de een of andere offset;
- pennen die gecodeerd worden met R zijn intern aangesloten op weerstanden, waarmee men de schaalfactor van de schakeling kan instellen.

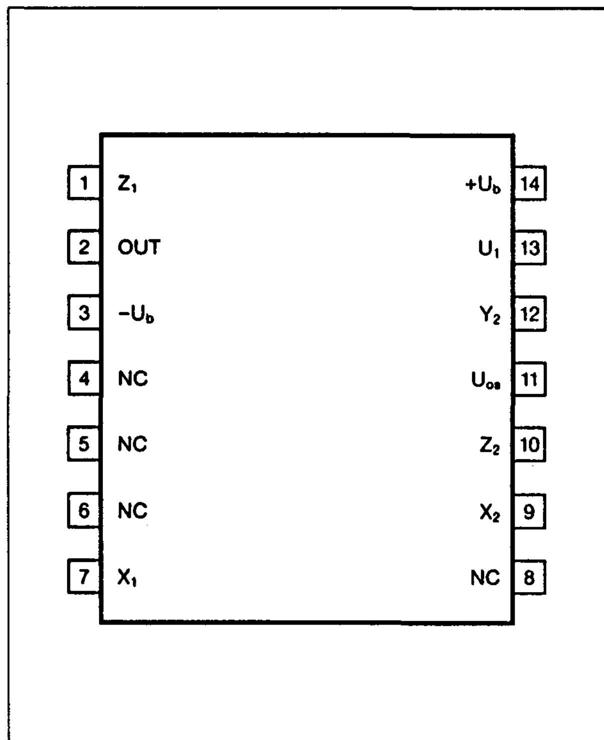
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



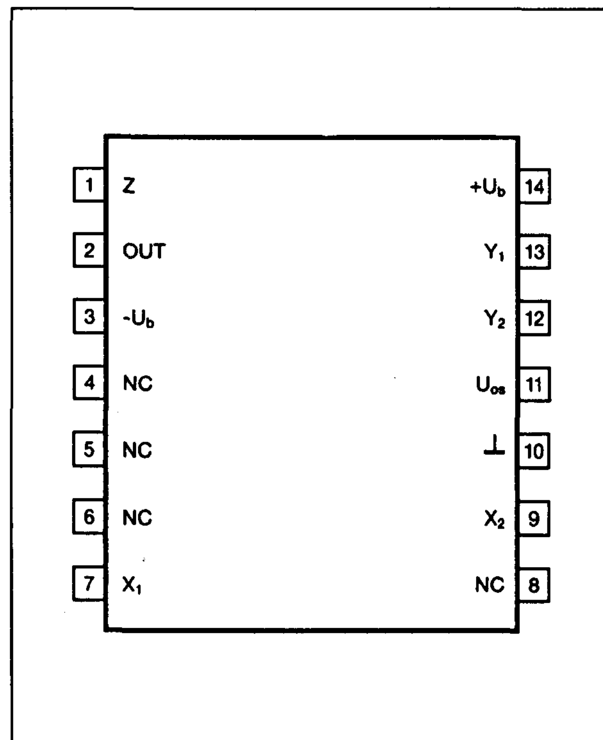
LH 0094 analoge computer



MPY 100 vier-quadrant

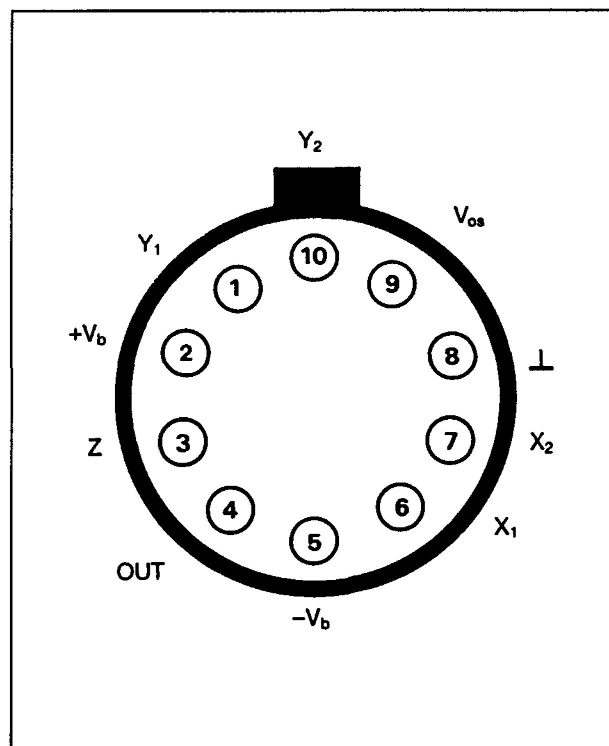


MPY 100 vier-quadrant

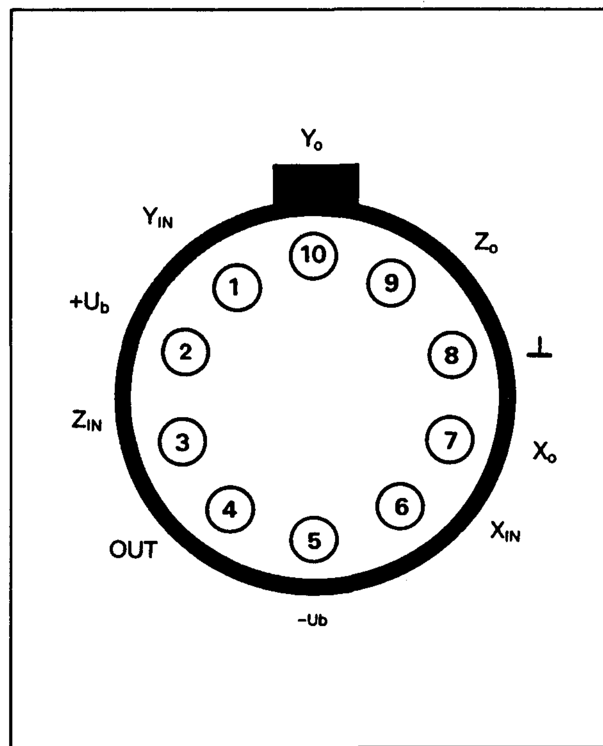


AD 532 vier-quadrant

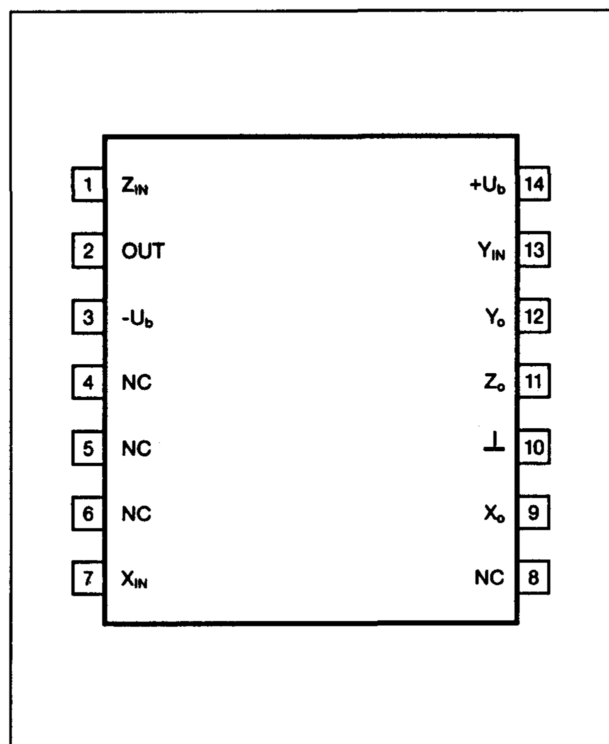
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



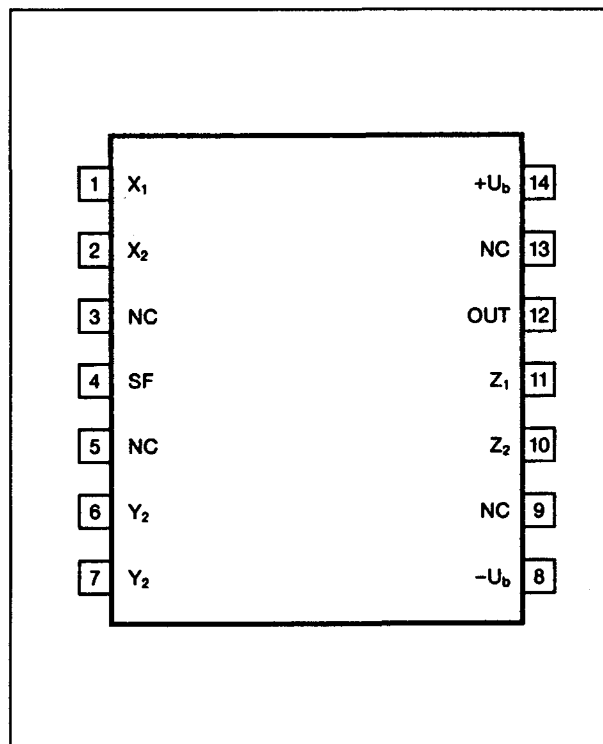
AD 532 vier-quadrant



AD 533 vier-quadrant

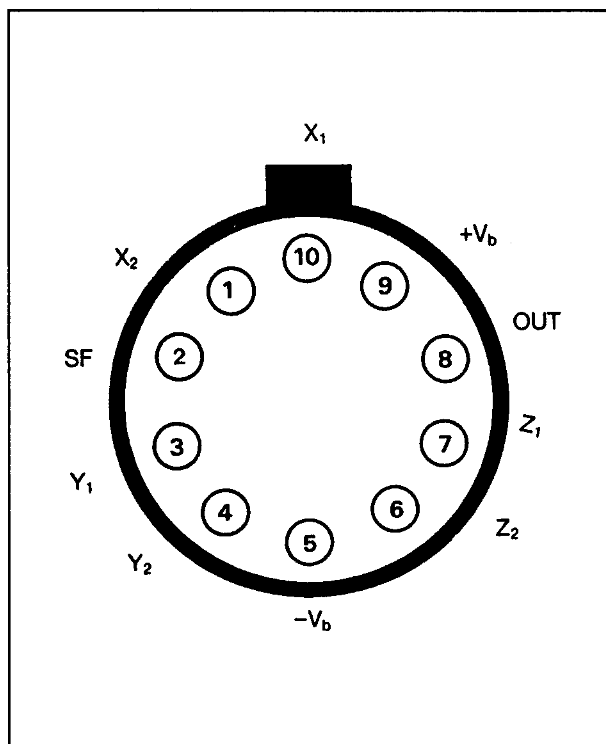


AD 533 vier-quadrant

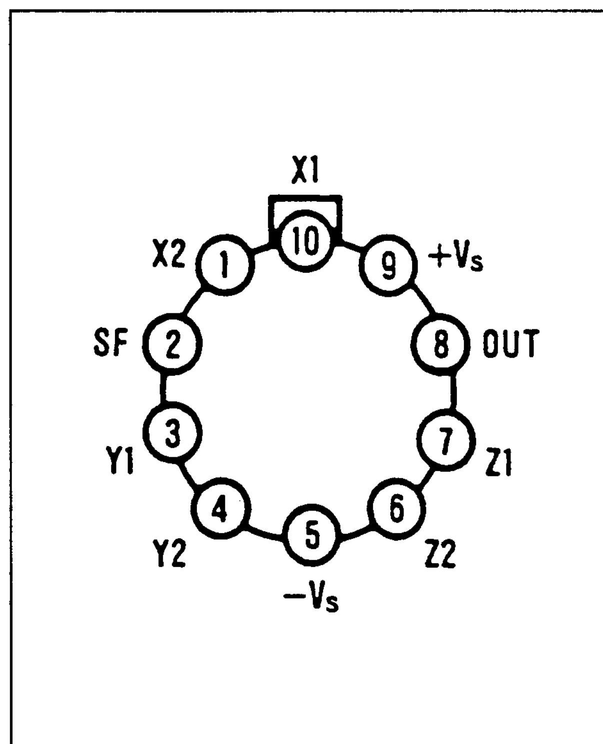


AD 534 vier-quadrant

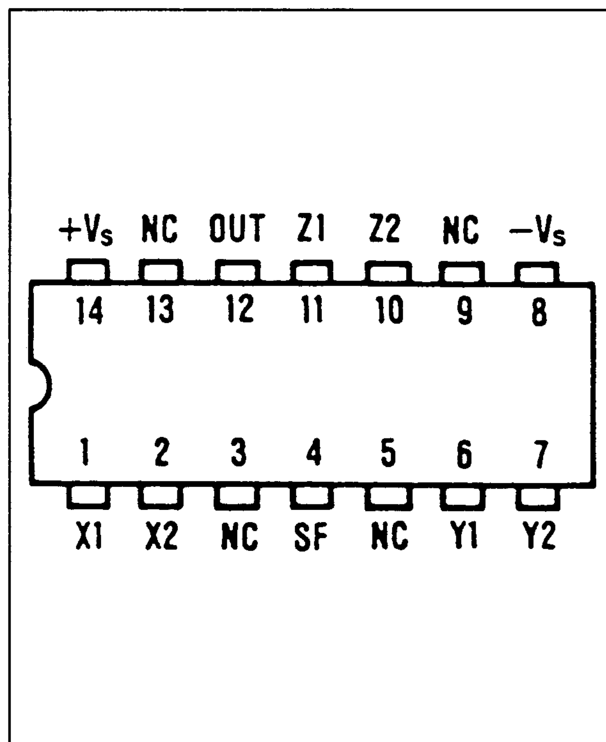
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



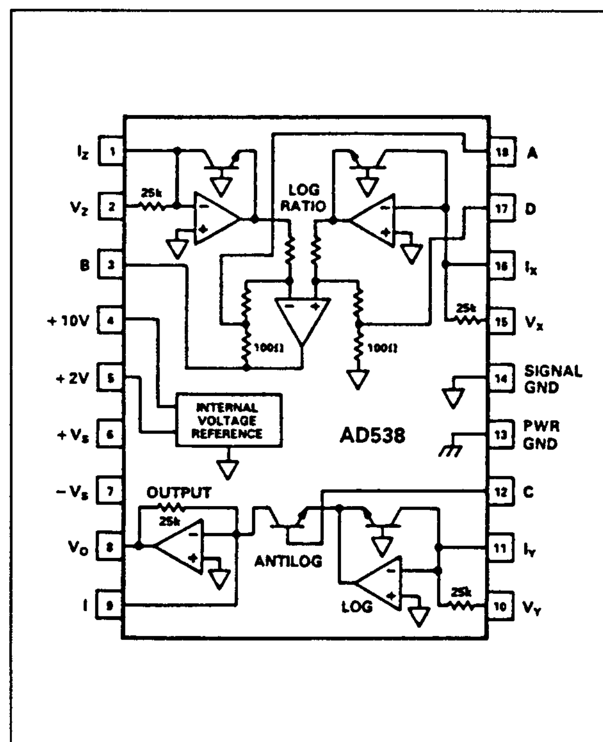
AD 534 vier-quadrant



MPY 534 vier-quadrant

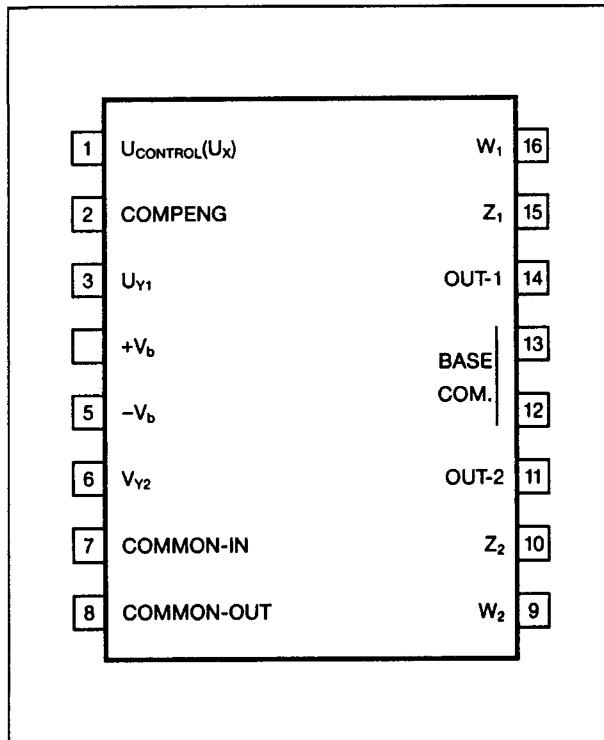


MPY 534 vier-quadrant

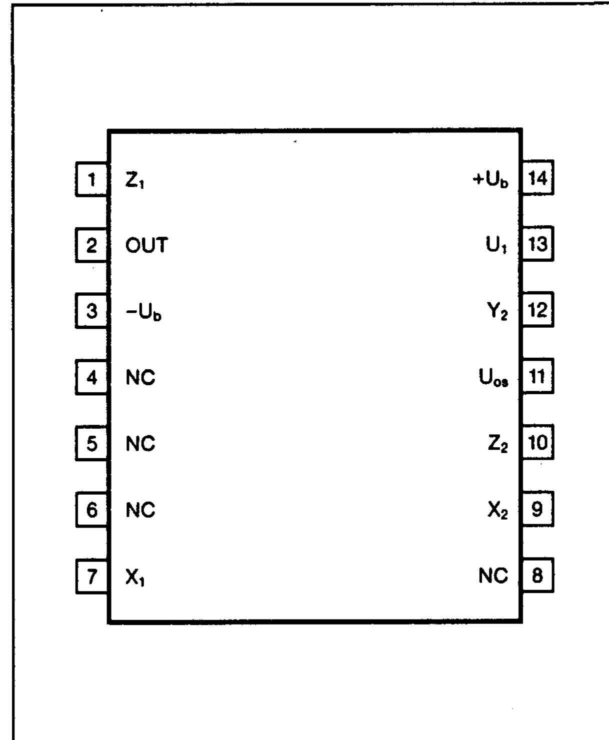


AD 538 analoge computer

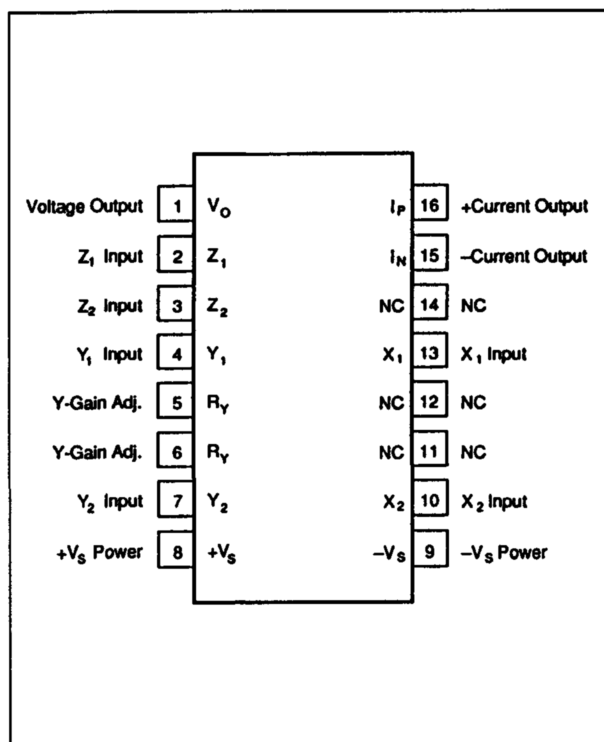
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



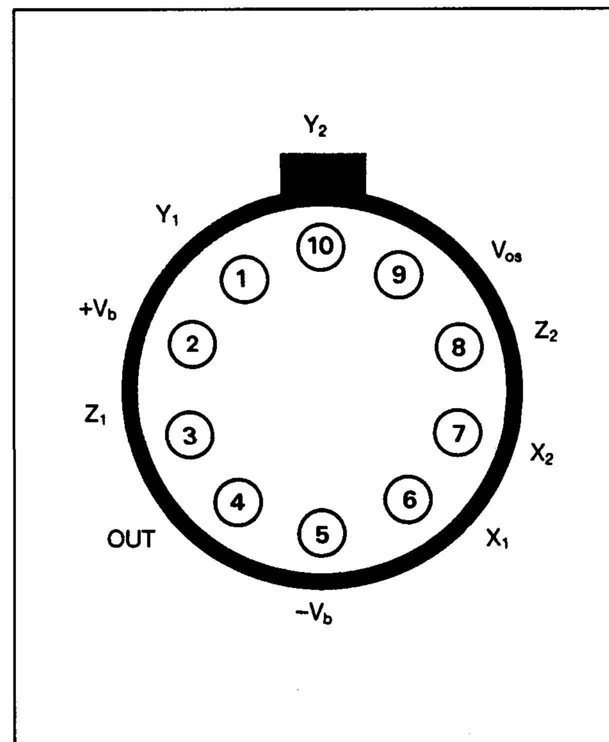
AD 539 vier-quadrant



AD 632 vier-quadrant

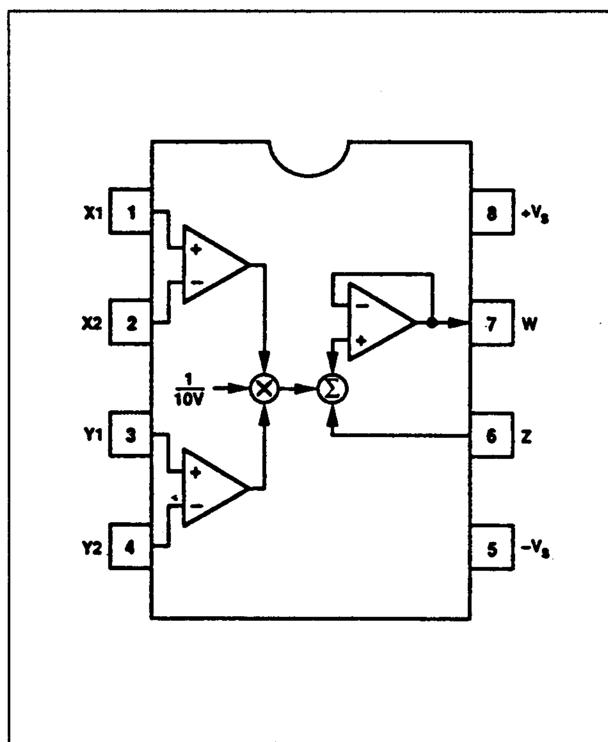


MPY 600 vier-quadrant

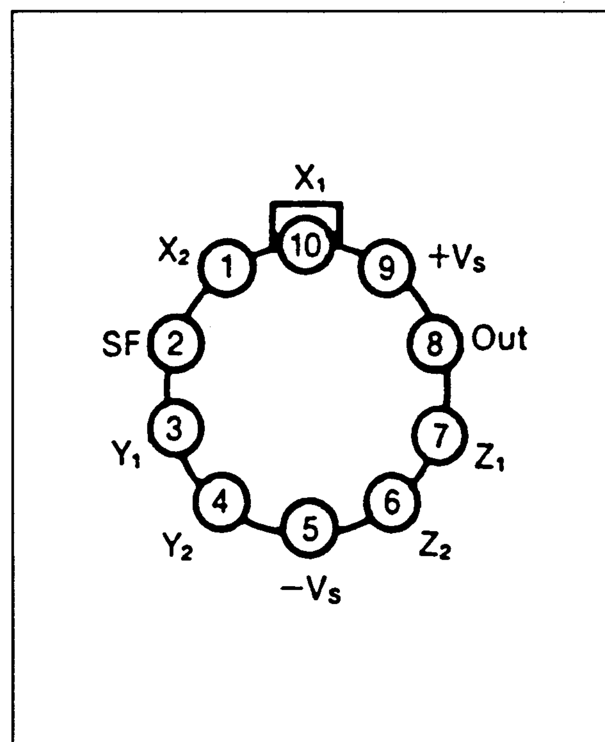


AD 632 vier-quadrant

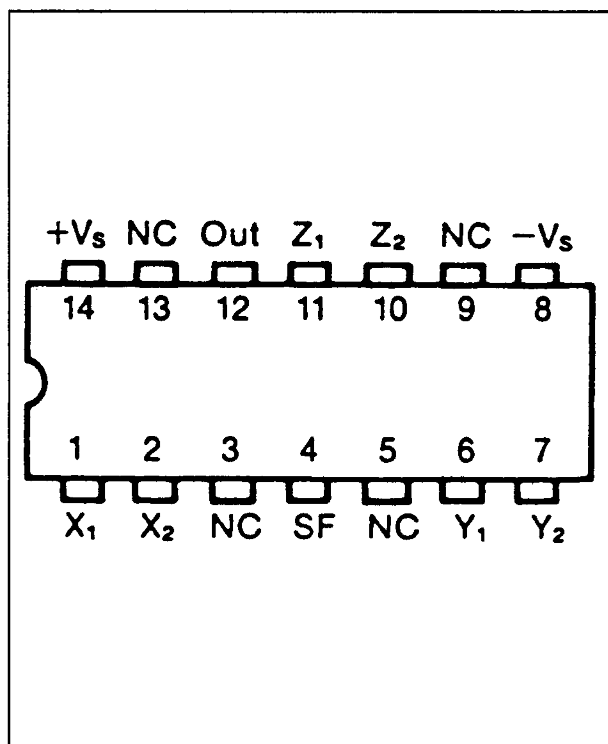
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



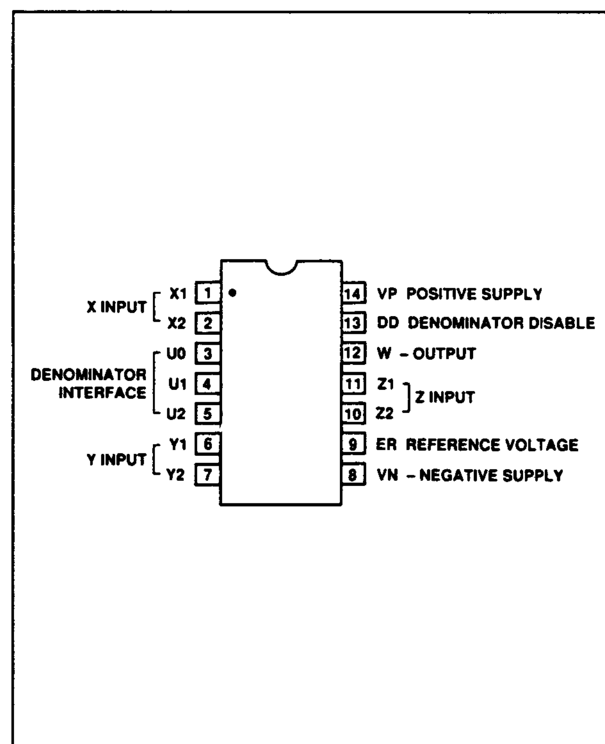
AD 633 vier-quadrant



MPY 634 vier-quadrant

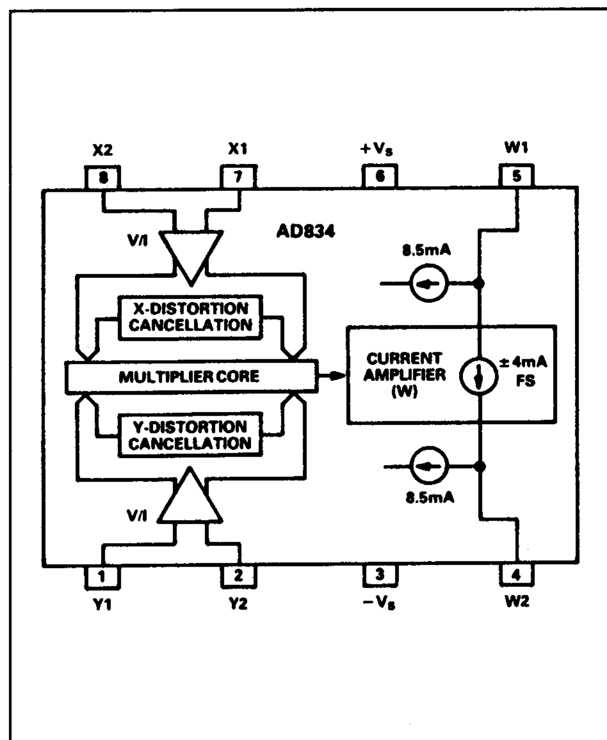


MPY 634 vier-quadrant

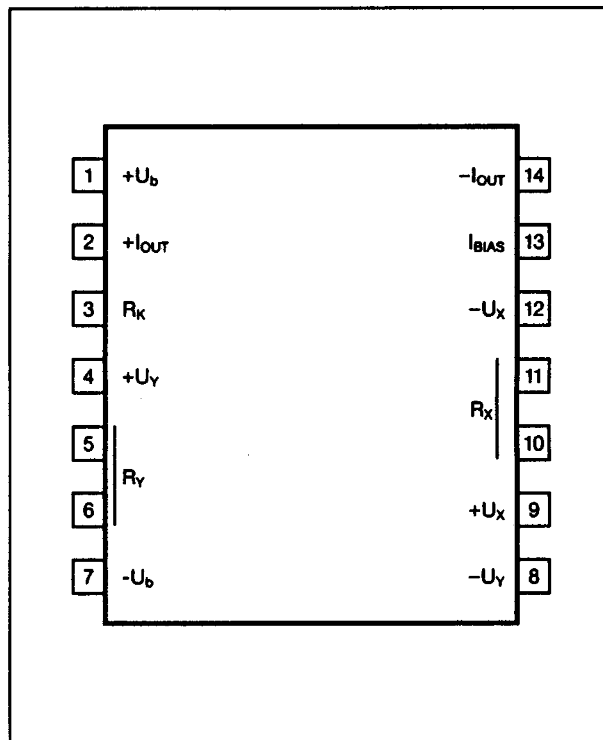


AD 734 vier-quadrant

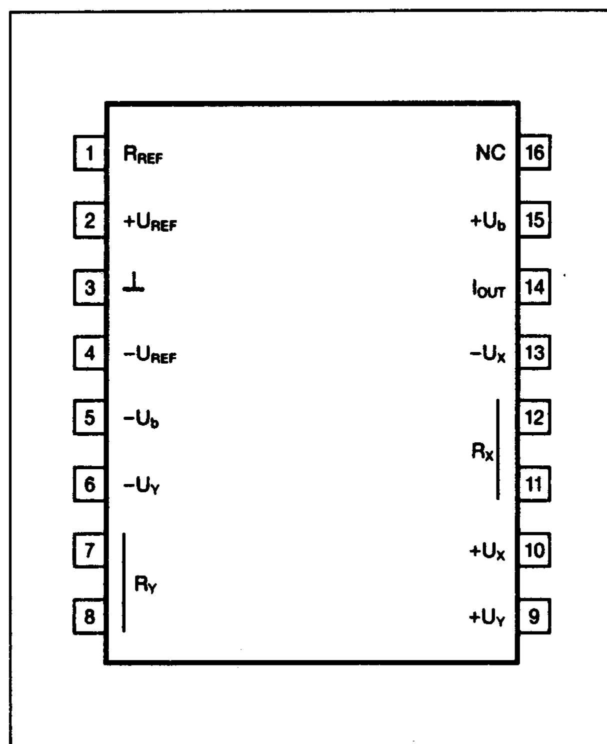
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



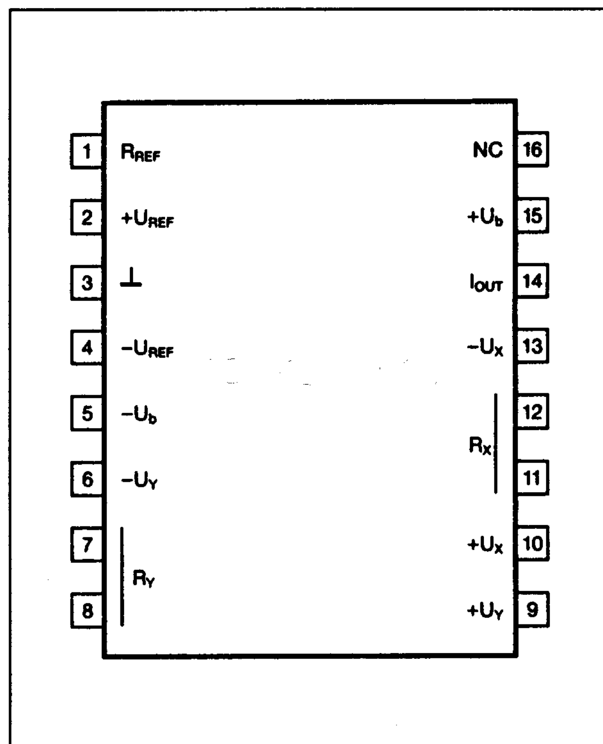
AD 834 vier-quadrant



MC 1495 vier-quadrant

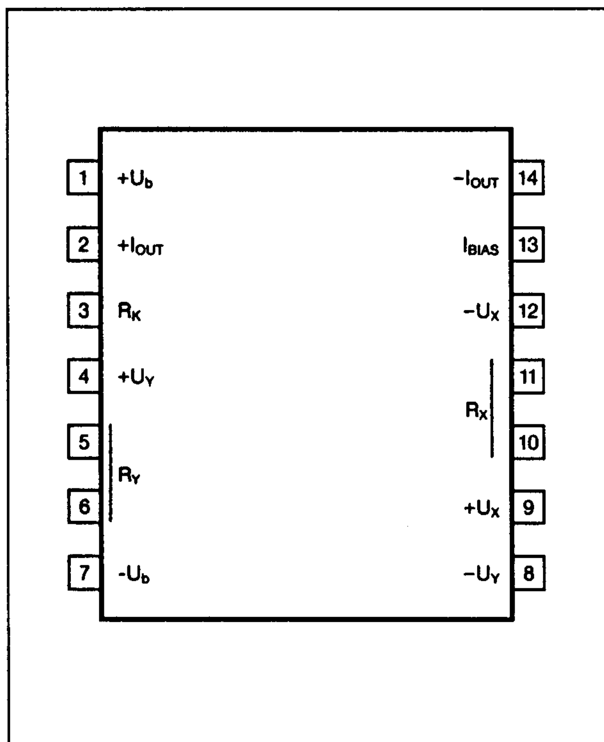


MC 1494 vier-quadrant

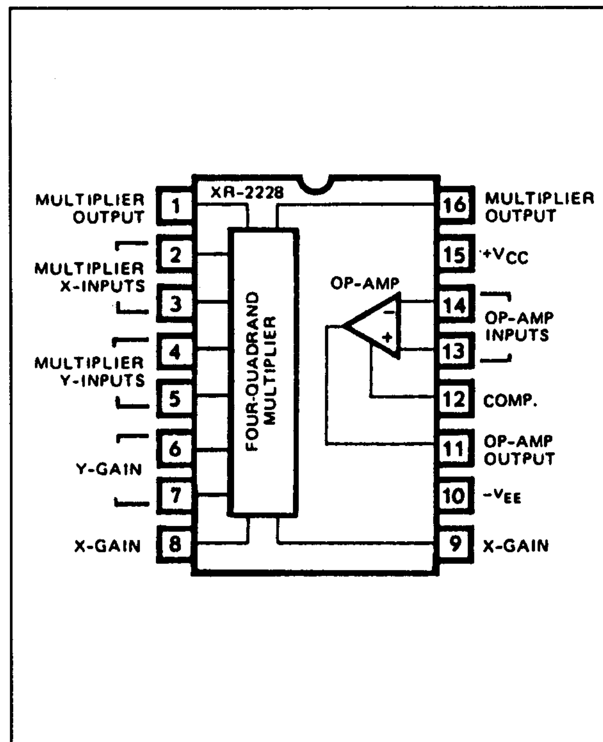


MC 1594 vier-quadrant

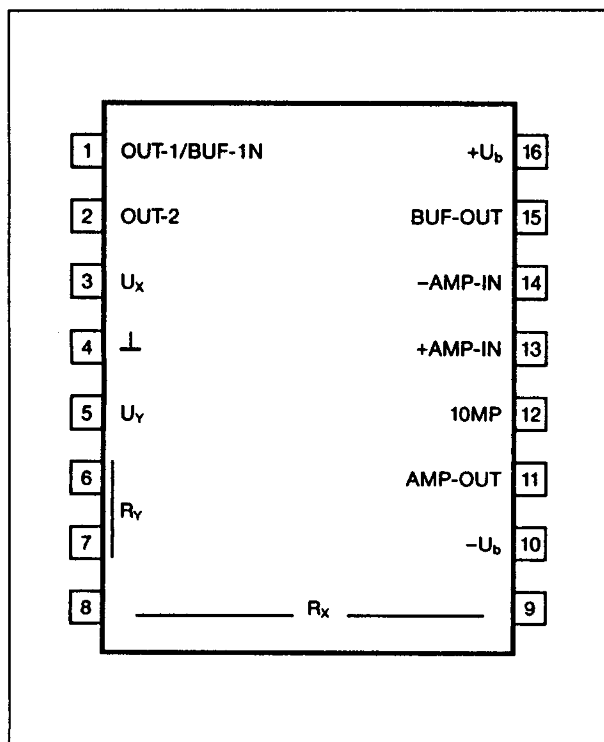
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



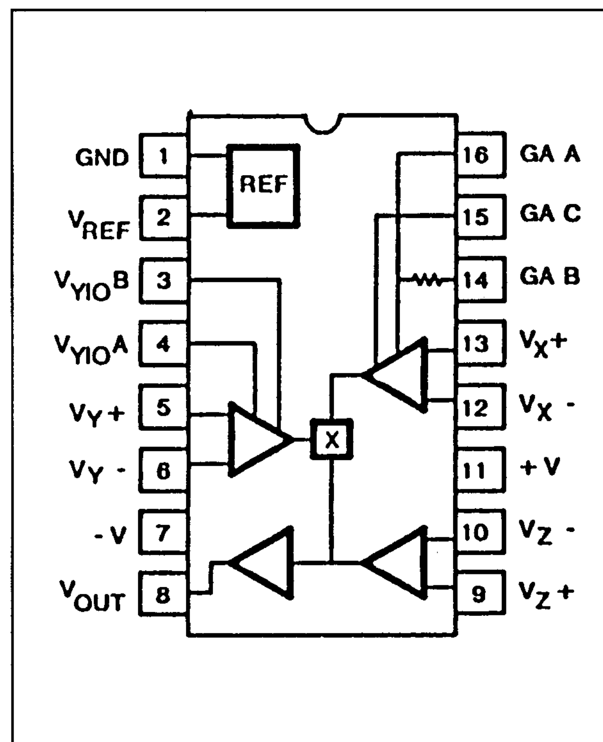
MC 1595 vier-quadrant



XR-2228 vier-quadrant

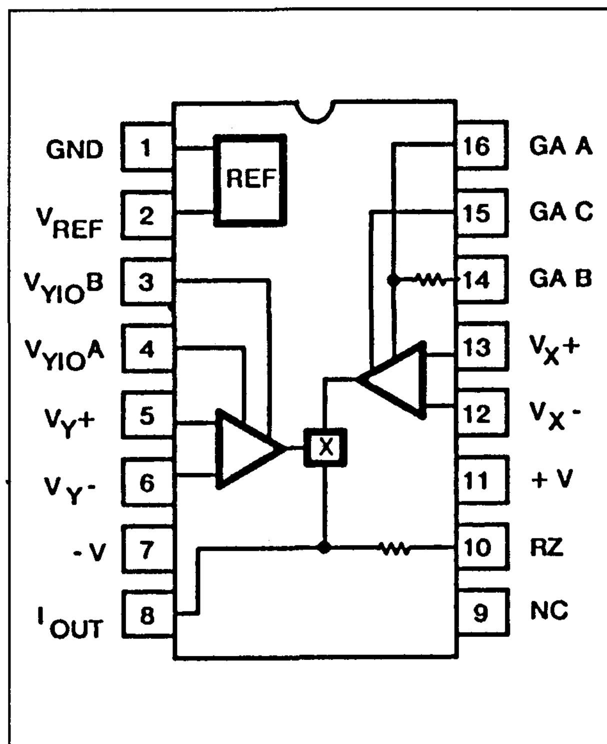


XR-2208 vier-quadrant

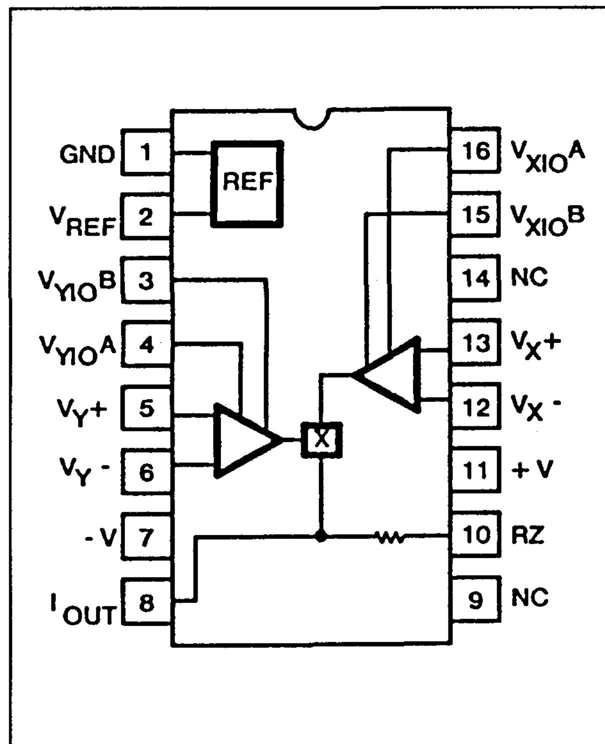


HA-2546 twee-quadrant

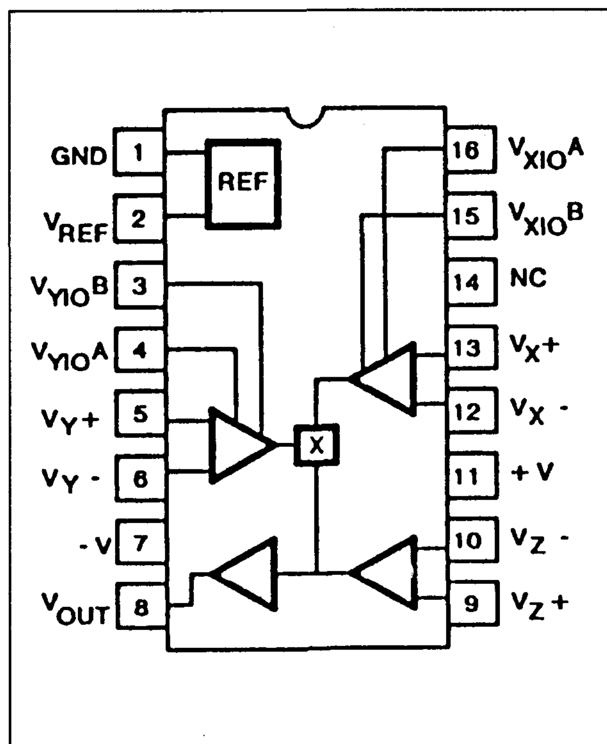
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



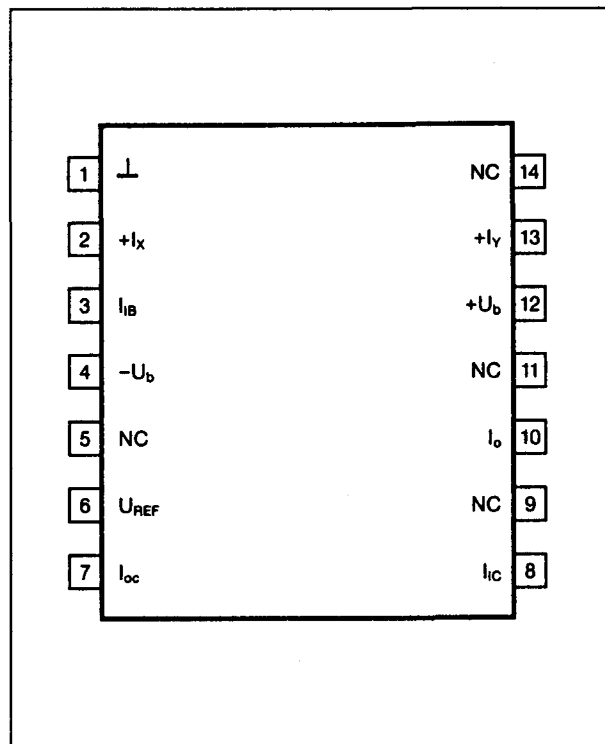
HA-2547 twee-quadrant



HA-2557 vier-quadrant

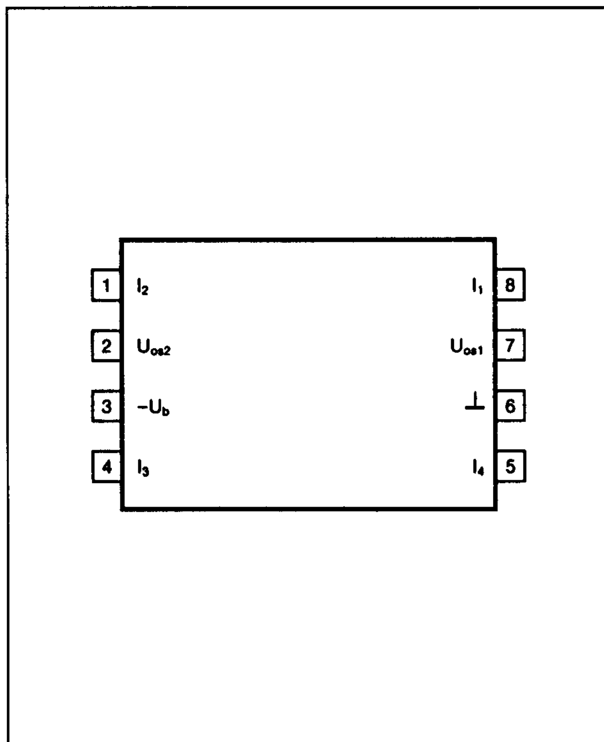


HA-2556 vier-quadrant

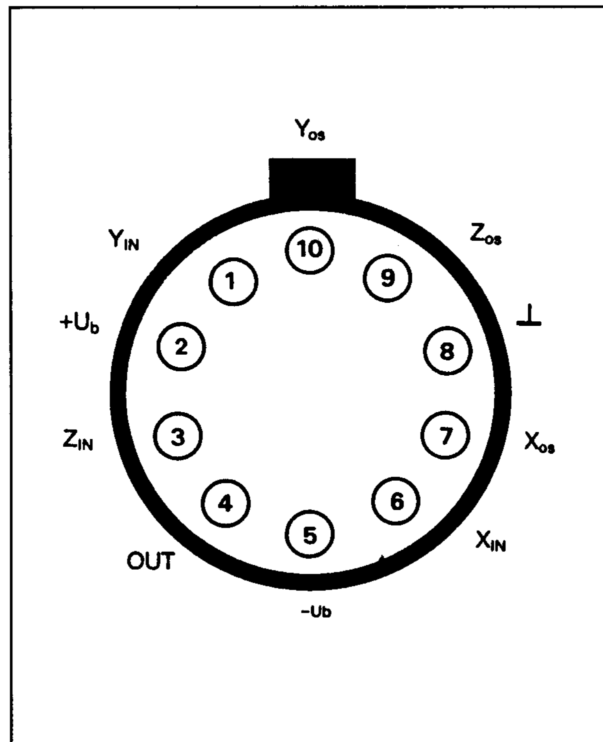


CA 3091 vier-quadrant

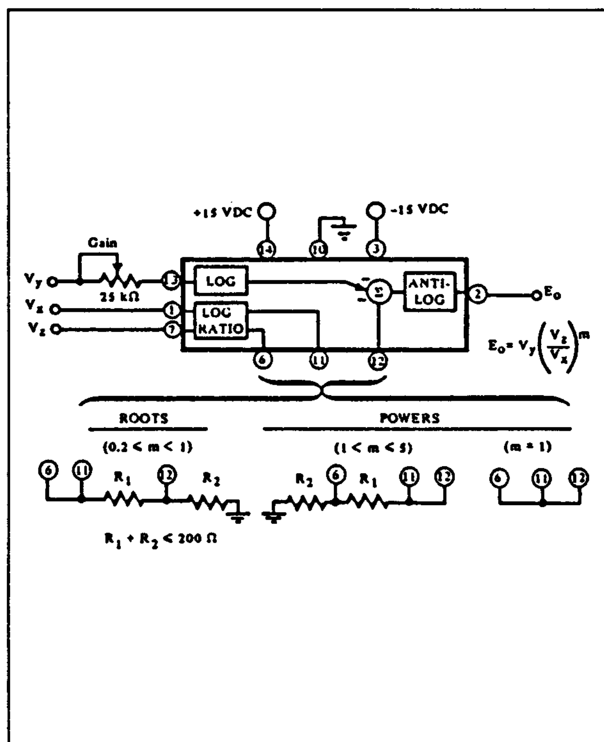
6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen



RC 4200 een-quadrant



ICL 8013 vier-quadrant



4302 analoge computer

6.23 Vermenigvuldigers en andere rekenkundige schakelingen

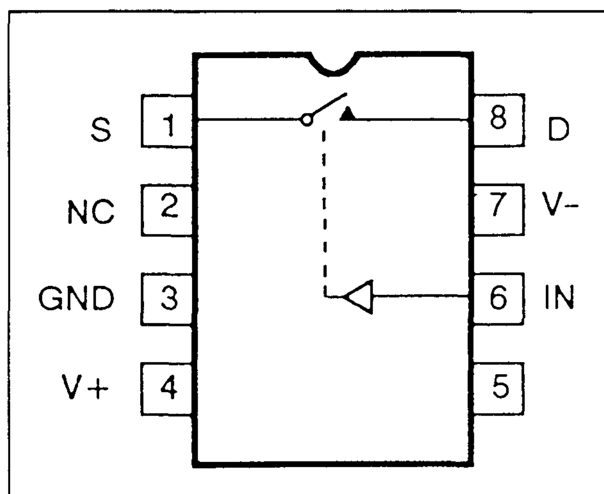
6/6.26

Schakelaar-IC's

Inleiding

Nuttige IC's

Schakelaar-IC's zijn geïntegreerde schakelingen waarmee het mogelijk is ***analoge*** signalen door middel van ***digitale*** stuursignalen van een in- naar een uitgang te schakelen. De meest eenvoudige uitvoering van een schakelaar-IC is getekend in figuur 6/6.26-1. Het IC heeft twee symmetrische voedingsaansluitingen V- en V+, een massa GND, een stuuringang IN, een analoge ingang S en een analoge uitgang D. Staat de IN op logisch "L", dan staat tussen de klemmen S en D een zo goed als oneindig hoge weerstand.

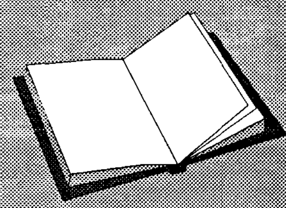


Figuur 6/6.26-1: Het blokschema van een schakelaar-IC.

Legt men op de stuuringang IN een "H" aan, dan wordt de weerstand tussen S en D zeer laag, in de meeste gevallen minder dan 100 Ω. De verbinding S naar D gedraagt zich dan als een gesloten schakelaar en het analoge ingangsignaal op S verschijnt vrijwel onvervormd op de uitgang D. De werking van een dergelijk IC is ook nog op een ander gebied te vergelijken met deze van een mechanische schakelaar. In principe maakt het niets uit als men de analoge in- en de uitgangen verwisselt.

Als het IC symmetrisch gevoed wordt, kunnen ook de analoge ingangssignalen symmetrisch ten opzichte van de massa zijn. Dat is natuurlijk zeer handig, omdat analoge signalen in de meeste gevallen zowel positief als negatief ten opzichte van de massa kunnen zijn.

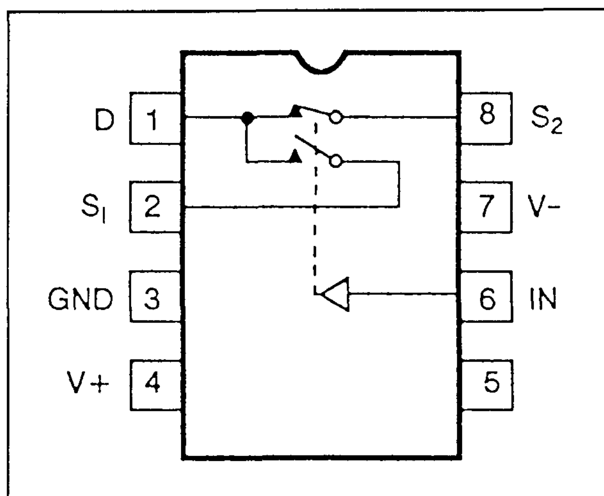
LEES OOK:
Hoofdstuk 6/5.2.1



6.26 Schakelaar-IC's

Diverse uitvoeringen

Naast de enkelvoudige AAN/UIT-schakelaar van figuur 6/6.26-1 zijn er een heleboel schakelaarcombinaties ontwikkeld. In figuur 6/6.26-2 is bijvoorbeeld een enkelvoudige omschakelaar getekend, waarmee het mogelijk is twee analoge signalen S1 en S2 op commando van een digitaal signaal IN om beurt te verbinden met de analoge uitgang D. Als IN "L" is, wordt S2 doorverbonden met D. Wordt IN gestuurd door een "H", dan zal S1 doorverbonden worden met D.

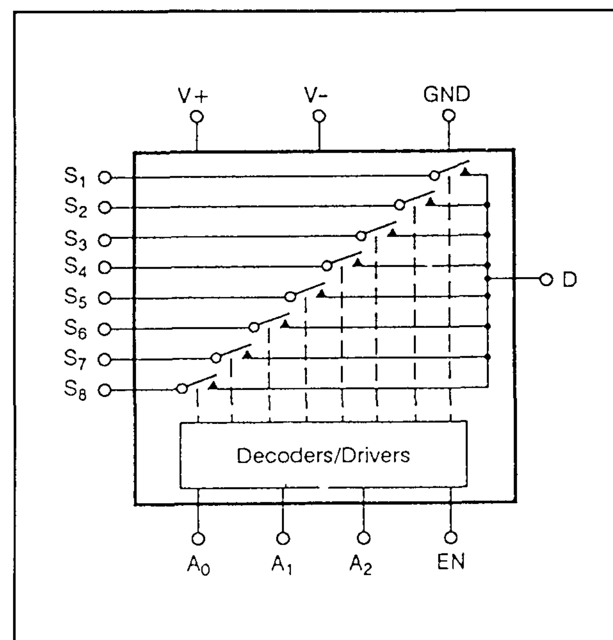


Figuur 6/6.26-2: Een enkelvoudige omschakelaar met twee analoge ingangen en één analoge uitgang.

Soms zijn de vier aansluitingen van de twee schakelaars volledig los uitgevoerd, zodat men het IC kan gebruiken om twee afzonderlijke analoge ingangen naar twee afzonderlijke analoge uitgangen te schakelen. Door echter de twee uitgangen met elkaar te verbinden ontstaat weer de omschakelaar van figuur 6/6.26-2.

Multiplexers

Een uitbreiding van het principe wordt aangetroffen in de analoge multiplexers. Met deze IC's, waarvan een typisch voorbeeld wordt voorgesteld in figuur 6/6.26-3, kan men de oude draaischakelaars met veel standen simuleren. In het getekende voorbeeld worden acht analoge ingangssignalen S1 tot en met S8 doorverbonden met één analoge uitgang D. Welke ingang met de uitgang wordt doorverbonden wordt bepaald door de binaire code die op de drie digitale stuuringangen A0, A1 en A2 wordt aangelegd. In de meeste gevallen hebben dergelijke schakelingen ook nog eens een enable-ingang EN, waarmee men de schakelaar kan openen. Wordt op de EN een "H" aangelegd, dan worden namelijk alle interne schakelaars geopend, zodat de uitgang D hoogohmig in de lucht zweeft.

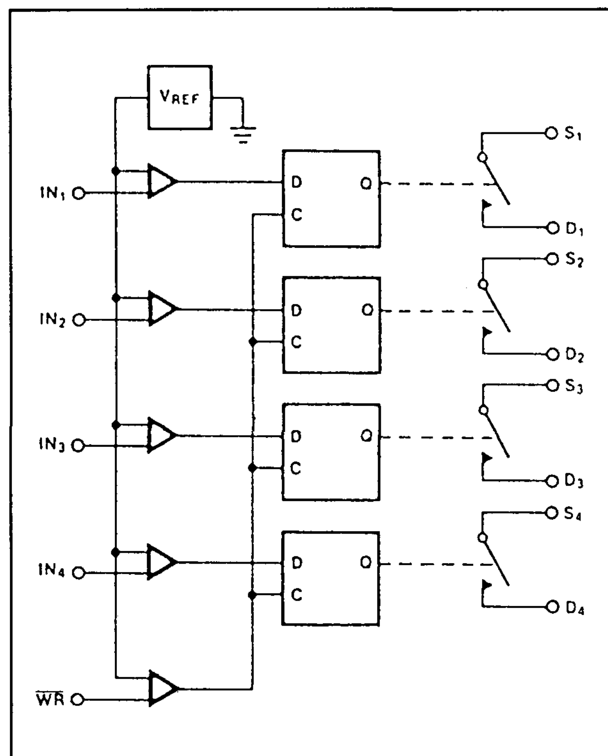


Figuur 6/6.26-3: Het principe van de analoge multiplexer.

Gelatchte schakelaars

Naast de besproken uitvoeringen, die rechtstreeks werken, zijn er schakelingen ontwikkeld met ingebouwde latch.

6.26 Schakelaar-IC's



Figuur 6/6.26-4: Een voorbeeld van een gelatcht schakelaar-IC.

In de rechtstreekse uitvoeringen moeten de digitale stuursignalen blijvend aanwezig zijn om een bepaalde schakelaarfunctie te vervullen. De gelatchte uitvoeringen hebben echter een digitaal geheugen aan boord, in de meeste gevallen een of meerdere flip-flop's, waardoor het mogelijk wordt de schakelaarfunctie te activeren door maar heel even een digitale stuurpuls aan te leggen. De interne flip-flop wordt geset of gereset en de gewenste verbinding tussen een van de analoge ingangen en de analoge uitgang blijft bestaan, ook nadat de digitale stuurpuls is weg gevallen. Uiteraard hebben dergelijke schakelaar-IC's een RESET, waarmee men de ingestelde functie weer kan deactiveren. Een typisch voorbeeld van een dergelijk gelatcht IC is getekend in figuur 6/6.26-4. Het IC bevat vier enkelvoudige losse schakelaars, die door middel van vier flip-flip's worden gestuurd uit vier digitale besturingssignalen. Via de $\overline{WR}$-ingang kan men de vier flip-flop's resetten.

Eigenschappen

Technologie

Schakelaar-IC's worden in diverse technologieën uitgevoerd. De ouderwetse modellen zijn opgebouwd in CMOS-technologie, waarbij de eigenlijke schakelfunctie wordt gerealiseerd door een aantal NMOS- en PMOS-transistoren parallel te schakelen. Deze IC's hebben echter een gevaarlijke eigenschap, de zogenoemde "latch-up". Als de analoge ingangsspanning bij dergelijke IC's even groter of lager wordt dan een van de voedingsspanningen, dan zal de schakelaar ofwel in de geopende ofwel in de gesloten stand bevriezen. De enige methode om deze situatie op te lossen is het even onderbreken van de voedingsspanning. Bij CMOS-schakelingen moet men dus voorzieningen treffen om te vermijden dat de analoge spanningen groter of kleiner kunnen worden dan de voedingsspanningen.
Moderne schakelaar-IC's maken gebruik van de JFET-technologie, waarbij het verschijnsel van de latch-up niet kan optreden. Bovendien zijn dergelijke schakelingen minder gevoelig voor te hoge ingangsspanningen.
Nieuwe ontwikkelingen zijn de zogenoemde "POLYMOS"-en "METALGATE"-technologieën. Dergelijke IC's hebben superieure eigenschappen, waaronder zeer korte schakeltijden.

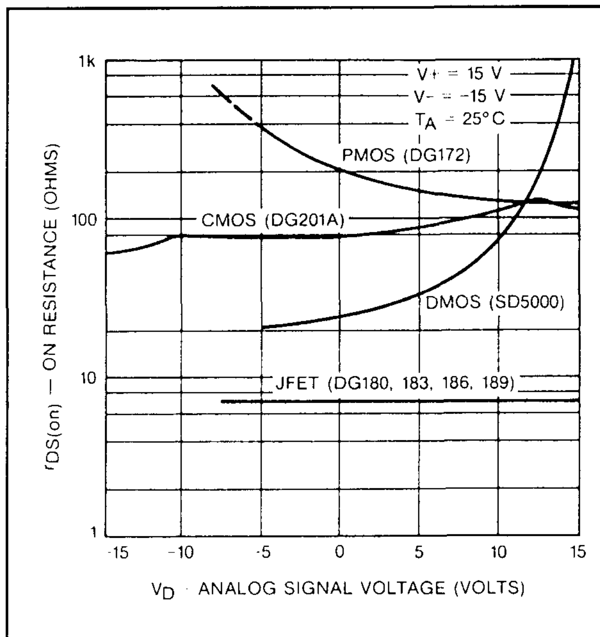
De AAN-weerstand

Een van de belangrijkste eigenschappen van een schakelaar-IC is de AAN-

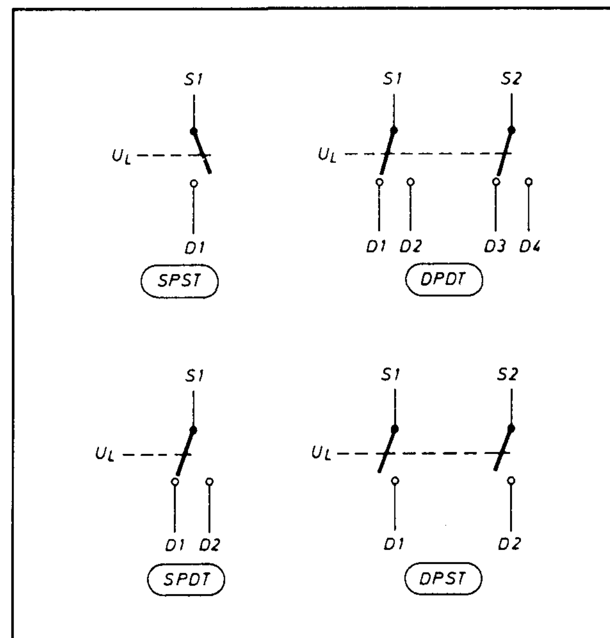
6.26 Schakelaar-IC's

weerstand. In theorie zou deze weerstand 0 Ω moeten zijn, maar het zal duidelijk zijn dat deze situatie alleen benaderd kan worden. Hoe lager echter deze weerstand, hoe meer het IC de ideale mechanische schakelaar benadert. De AAN-weerstand is van een heleboel factoren afhankelijk. Zo speelt de gebruikte technologie een belangrijke rol, maar ook de grootte van de analoge ingangsspanning en de temperatuur. Ter indicatie wordt in figuur 6/6.26-5 een grafiekje gegeven, waarbij het verloop van de AAN-weerstand voor diverse technologieën en ingangsspanningen wordt getekend.

"NO" staat voor "normally open". Dat betekent dat de schakelaar in rust, dus met digitaal stuursignaal "L", geopend is en sluit als met de stuurspanning "H" maakt. "NC" staat dan uiteraard voor "normally closed", waarmee wordt aangegeven dat het contact gesloten is bij een lage stuurspanning. De afkortingen "SPST", "DPDT", "SPDT" en "DPST" staan voor configuraties. Dat zijn de afkortingen van "Single Pole Single Trow", "Dual Pole Dual Trow", "Single Pole Dual Trow" en "Dual Pole Single Trow". De betekenis van deze configuraties kan samengevat worden met figuur 6/6.26-6. Verder kommentaar is overbodig!



Figuur 6/6.26-5: Het verloop van de AAN-weerstand bij diverse technologieën en analoge ingangsspanningen.



Figuur 6/6.26-6: De vier basisconfiguraties van schakelaar-IC's worden aangeduid door de codes "SPST", "DPDT", "SPDT" en "DPST".

Configuraties

Bij de specificaties van schakelaar-IC's zal men steeds de afkortingen "NO", "NC", en kreten als "SPST" of "DPST" aantreffen. Wat betekenen deze afkortingen?

Lekstromen

In de ideale situatie zou de schakelaar in open toestand een oneindig hoge weerstand moeten hebben. In de praktijk is dat

natuurlijk niet het geval, zodat er door de geopende schakelaar een lekstroom van de in- naar de uitgang vloeit. Hoewel deze stromen zeer laag zijn, kunnen zij bij sommige toepassingen toch vervelend zijn. Bij de meeste schakelaars liggen deze lekstromen in het nA-bereik, hoewel bij verhoogde temperatuur waarden tot 200 nA kunnen voorkomen. Om geen last van deze stromen te hebben wordt aanbevolen zowel de analoge in- als de uitgangen niet extreem hoogohmig af te sluiten. De zeer lage lekstromen kunnen over de hoogohmige belasting namelijk toch niet te verwaarlozen spanningen opbouwen, waarvan er van een goede AAN/UIT-werking natuurlijk niet veel overblijft!

Schakeltijden

Er verloopt een bepaalde tijd tussen het omschakelen van het digitaal stuursignaal en het omschakelen van de schakelaar. Deze tijden noemt men de schakeltijden van het IC. CMOS-schakelaars hebben vrij lange schakeltijden, in het µs bereik. De moderne uitvoeringen schakelen heel wat sneller, tijden van 100 ns zijn geen uitzonderingen. Voor de meeste toepassingen in de hobby-sfeer heeft men van deze tijden echter geen last.

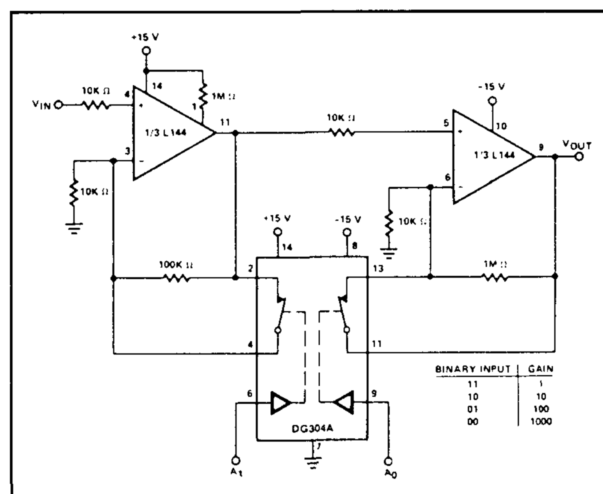
Geen stromen!

Het zal voor iedereen met enige feeling voor elektronica wel zonder meer duidelijk zijn, maar het wordt hier toch nog voor de zekerheid vermeld. Schakelaar-IC's kunnen ***geen stromen*** schakelen! De maximale stromen die de analoge schakelaars kunnen verwerken liggen in het mA-bereik. De analoge uitgangen van de IC's moeten dus steeds afgesloten worden met weerstanden in het 100 kΩ bereik om de maximale schakelaarstromen niet te overschrijden.

Voorbeelden

Inleiding

Schakelaar-IC's hebben een heleboel praktische toepassingen. Men kan er de versterking van een operationele versterker mee instellen, geluidssignalen schakelen, ADC's en DAC's opbouwen, filters met instelbare karakteristieken bouwen, etc. In de volgende paragraafjes worden enige toepassingsvoorbeelden besproken.

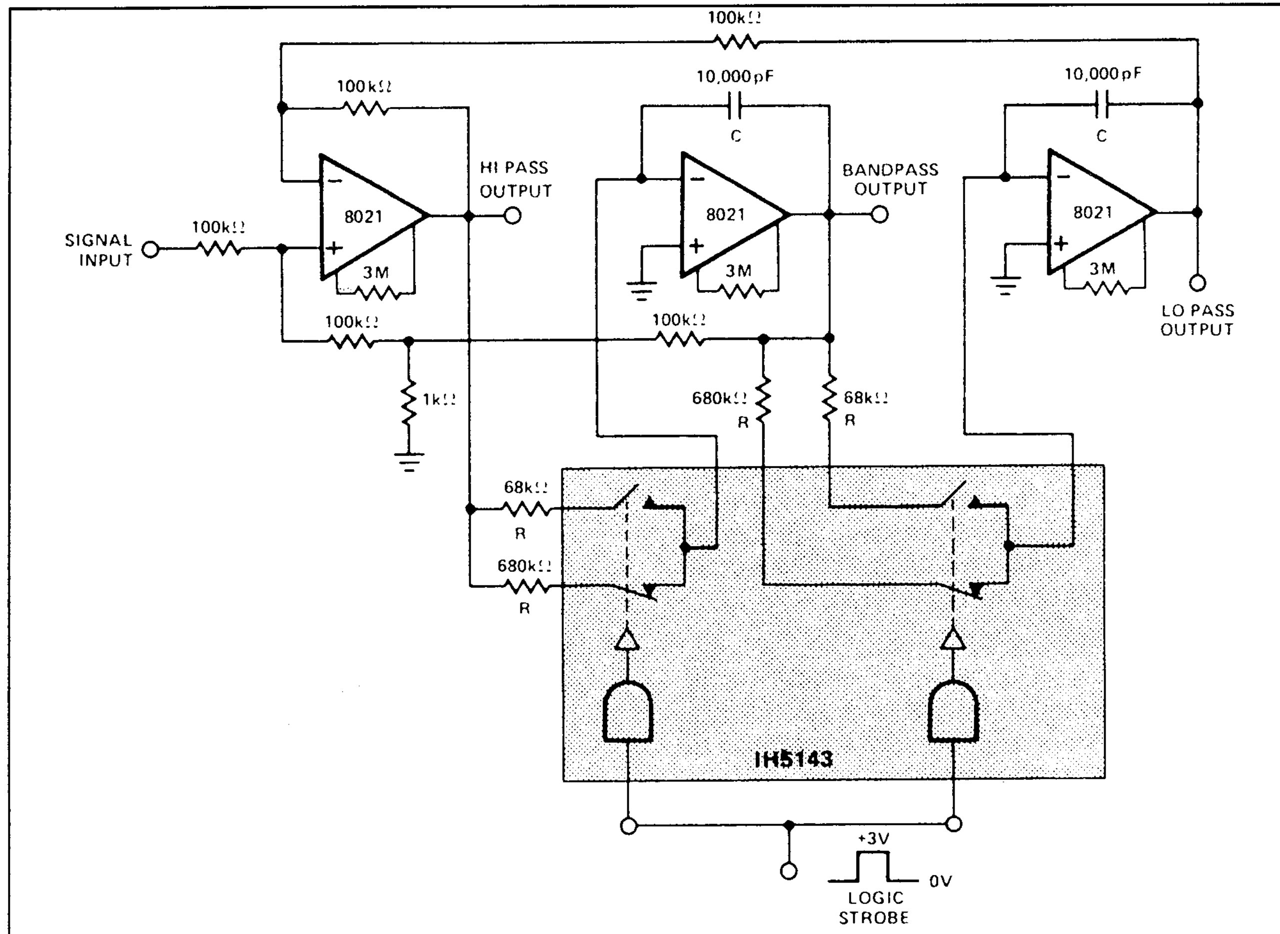


Figuur 6/6.26-7: Het schema van een spanningsversterker met digitaal instelbare versterkingsfactor.

Instelbare versterker

In figuur 6/6.26-7 is een schakeling getekend, waarmee het mogelijk is de versterking van een tweetraps versterker digitaal in te stellen op 1, 10, 100 of 1.000. De schakeling bestaat uit twee in serie geschakelde operationele versterkers, die ieder een instelbare versterking hebben. De versterkingsfactor wordt bepaald door de waarde van de terugkoppelweerstanden tussen de uitgang en de inverterende ingang.

6.26 Schakelaar-IC's



Figuur 6/6.26-8: Een actief filter met instelbare afsnijfrequenties.

Door deze weerstanden te overbruggen door schakelaar-IC's kan men op een heel eenvoudige manier de versterking regelen. In de getekende stand zijn beide terugkoppelweerstanden overbrugd door de schakelaars. Beide op-amp's werken als buffer met een spanningsversterking van 1. Door of een van de schakelaars te openen of allebei ontstaan de versterkingsfactoren van 10, 100 of 1.000.

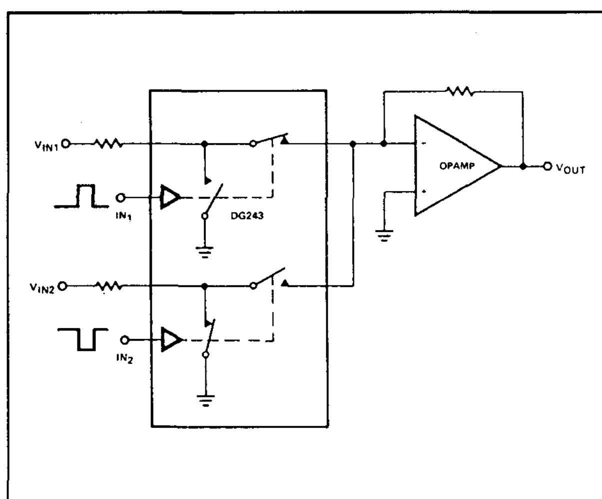
Instelbaar filter

Op dezelfde eenvoudige manier kan men de frequentiekarakteristieken van een actief filter instellen. In figuur 6/6.26-8 is een actief filter getekend, met drie uitgangen: banddoorlaat, laagdoorlaat en hoogdoorlaat. Met behulp van een schakelaar-IC kan men de afsnijfrequenties instellen op 235 Hz of 23,5 Hz. Ook nu wordt gewerkt met het beïnvloeden van de terugkoppeling van de operationele versterkers.

Omschakelbare versterker

In figuur 6/6.26-9 is het schema getekend van een versterker met twee ingangen. Let op de speciale manier waarop de vier schakelaars van het schakelaar-IC in het schema zijn verweven. Twee schakelaars schakelen de twee ingangen via serieweerstanden naar de ingang van de operationele versterker, de twee overige schakelaars sluiten de niet gebruikte ingang kort naar

de massa. Op deze manier heeft men absoluut geen last van de lekstromen, die worden immers afgeleid naar de massa. Het niet ingeschakelde ingangssignaal kan nu dus niet doordringen naar de ingang van de op-amp, maar wordt via de massa-schakelaar keurig afgeleid naar de massa.

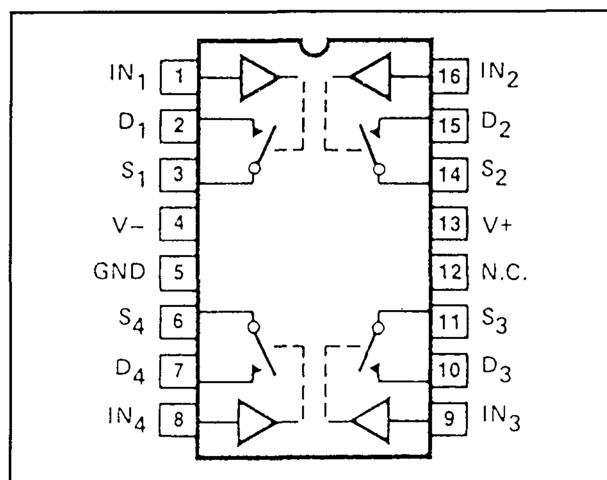


Figuur 6/6.26-9: Een versterker met omschakelbare ingangen.

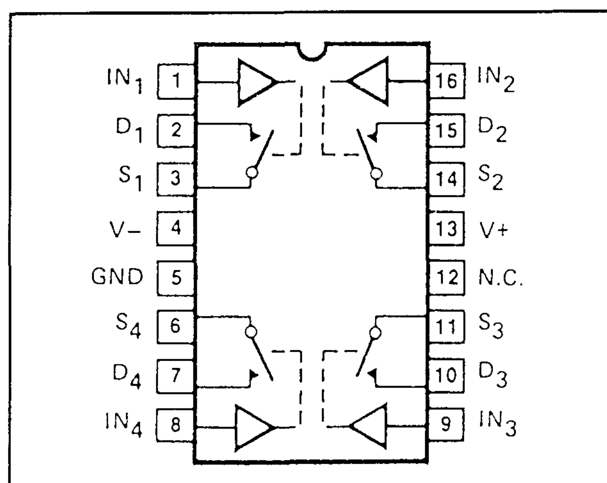
Type-beschrijving

Op de volgende pagina's worden de interne blokschema's en de aansluitgegevens van enige honderden schakelaar-IC's gegeven. De schakelaarfuncties worden toegelicht aan de hand van coderingen zoals "2 x (1 → 1)". Dit wil zeggen dat het IC twee afzonderlijke schakelaars bevat, die ieder één ingang en één uitgang hebben. Let er op dat, in afwijking van wat gebruikelijk is, IC's met dezelfde cijfercode maar verschillende lettercode, niet altijd identiek zijn! Een DGxxx kan bijvoorbeeld een heel ander IC zijn dan een HIxxx of een IH-xxx! Bovendien worden sommige typen geleverd in twee of meerdere uitvoeringen, waarvan de aansluitcoderingen verschillend zijn.

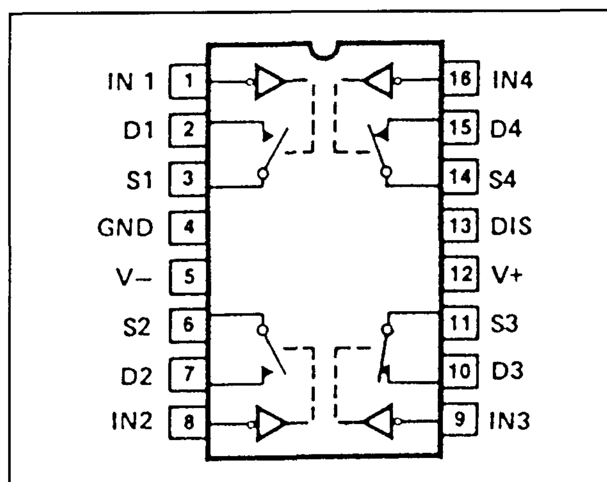
6.26 Schakelaar-IC's



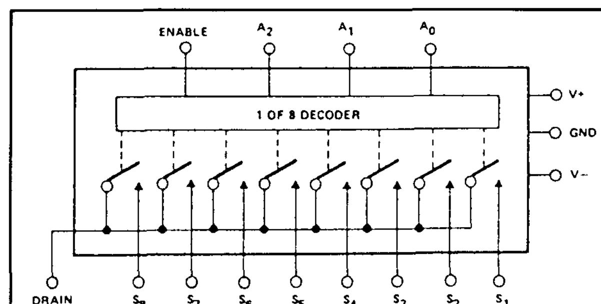
SW-01 4 x (1 → 1)

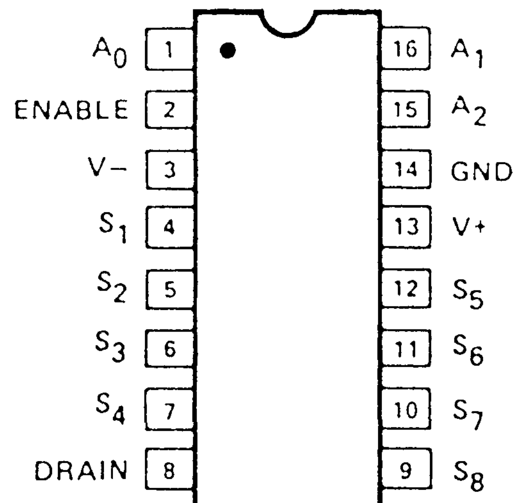


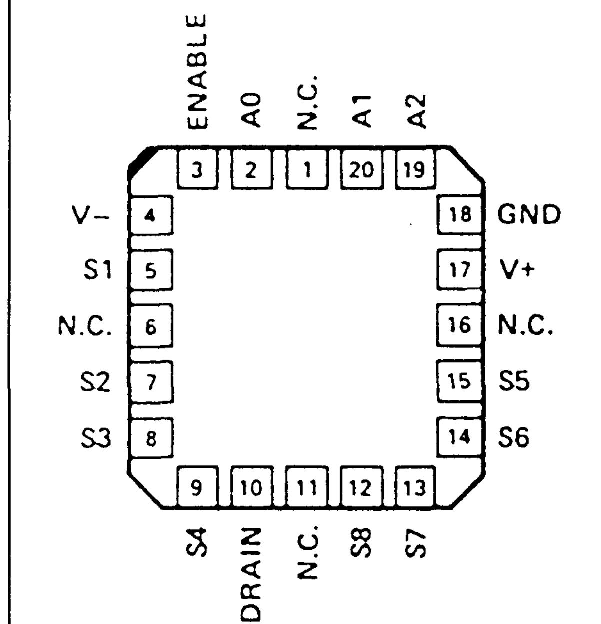
SW-02 4 x (1 → 1)



SW-06 4 x (1 → 1)

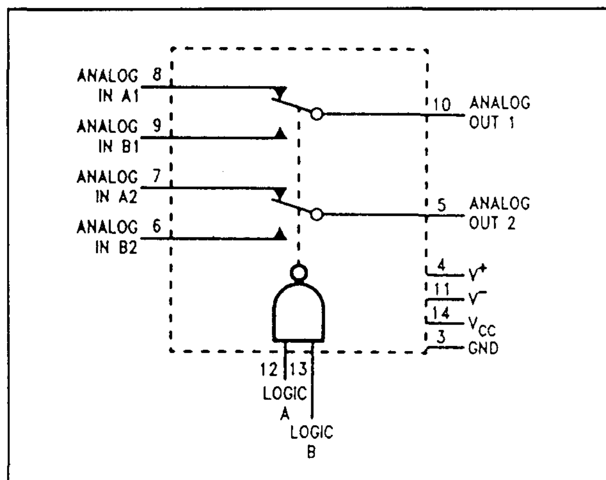




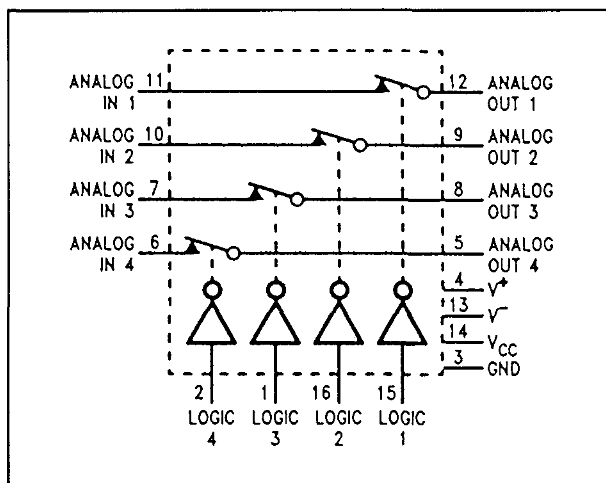


MUX-08 1 x (8 → 1)

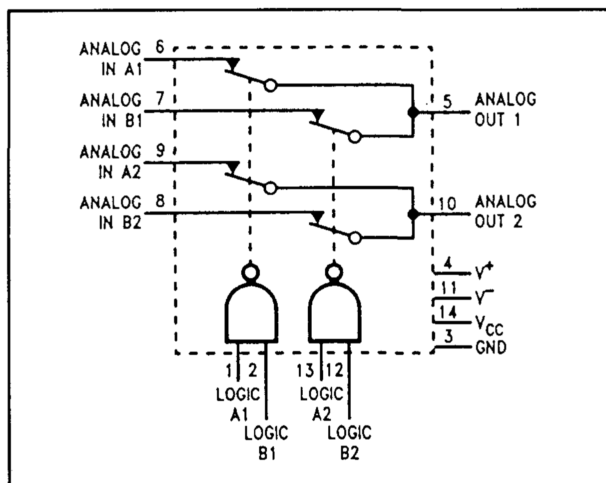
6.26 Schakelaar-IC's



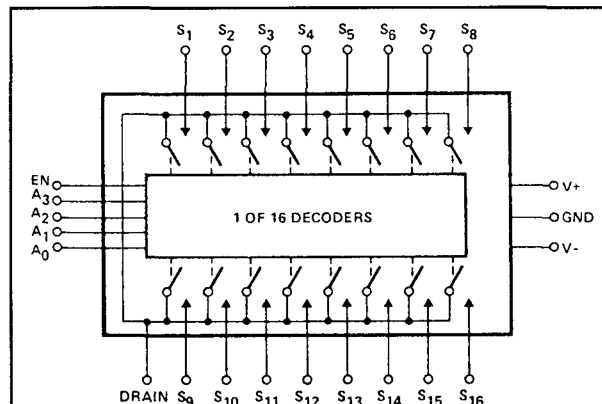
AH 0014 2 x (2 → 1)

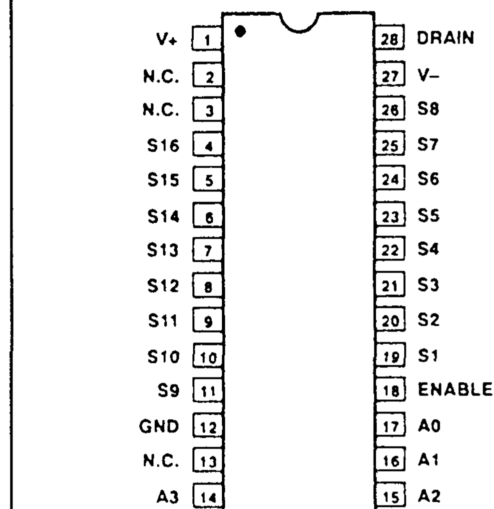


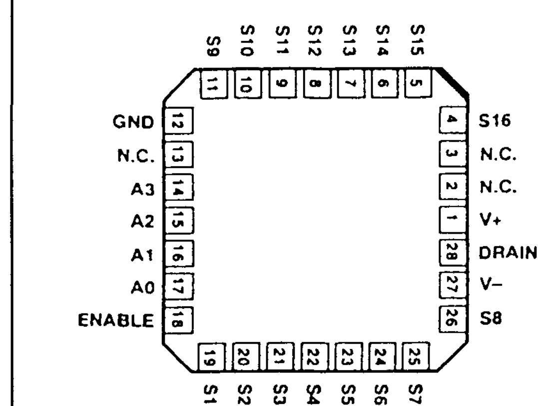
AH 0015 4 x (1 → 1)



AH 0019 2 x (2 → 1)

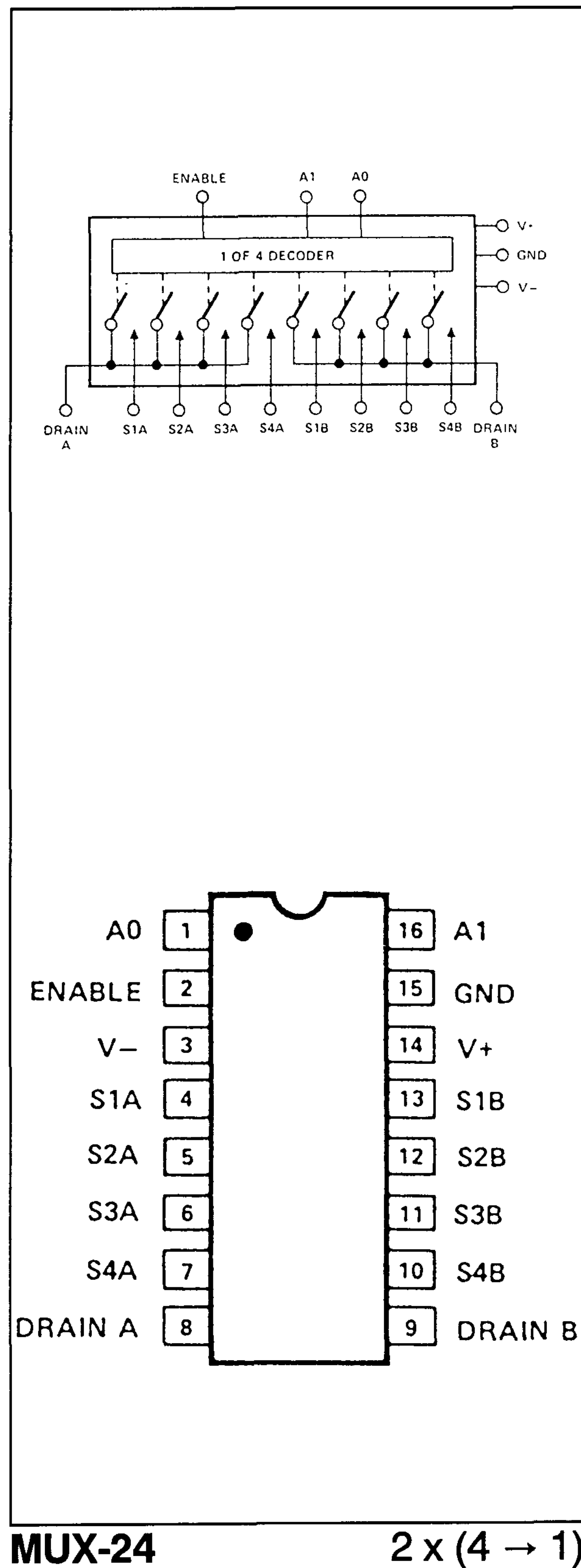




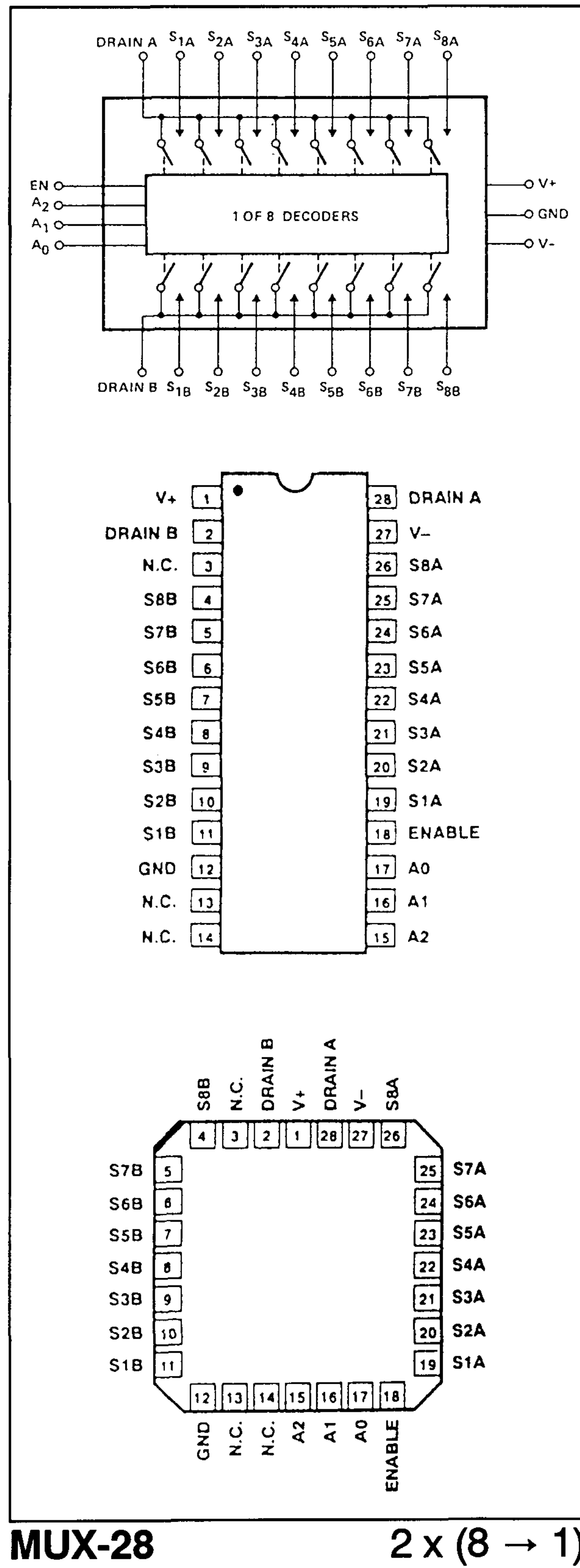


MUX-16 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

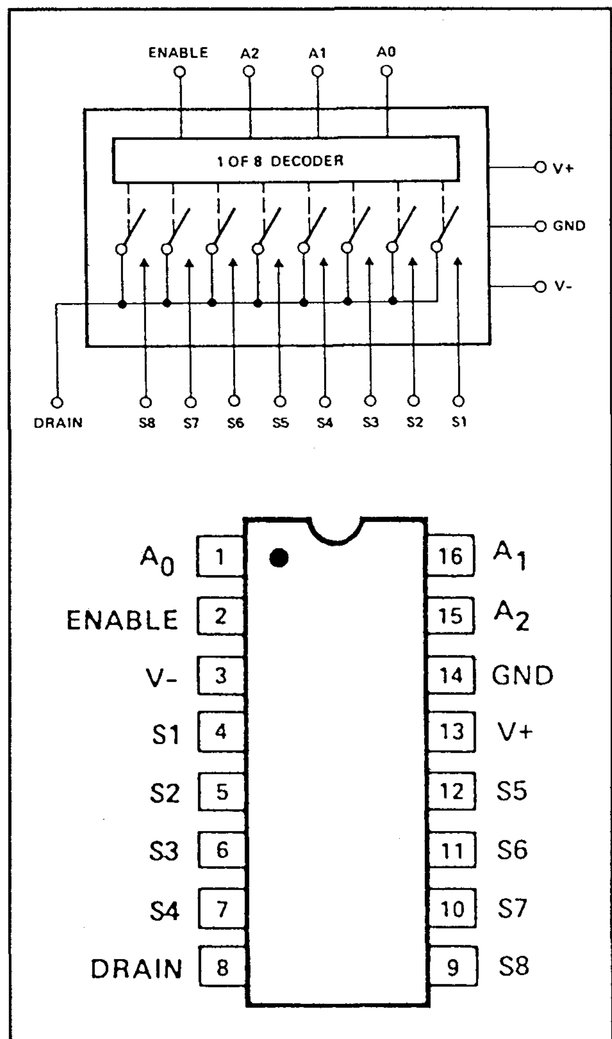


MUX-24 2 x (4 → 1)

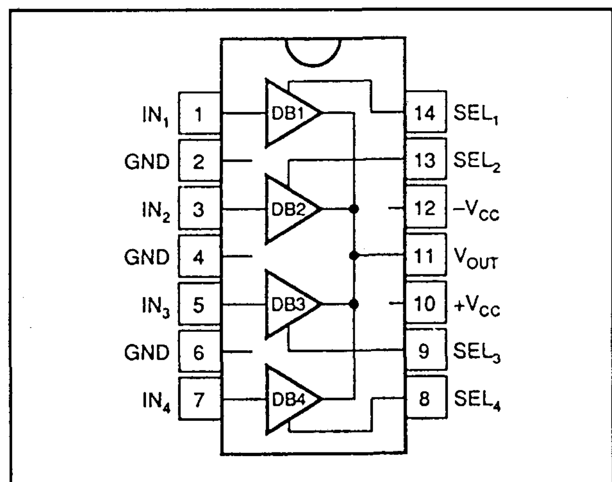


MUX-28 2 x (8 → 1)

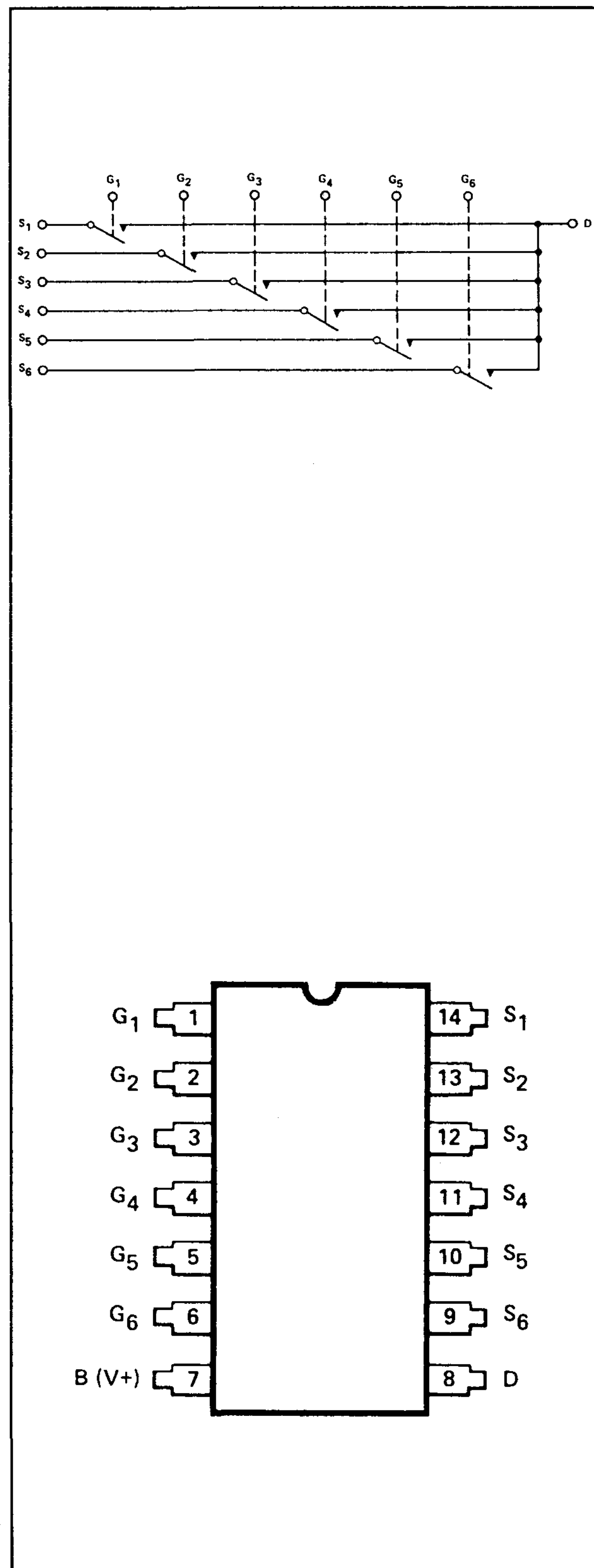
6.26 Schakelaar-IC's



MUX-88 1 x (8 → 1)

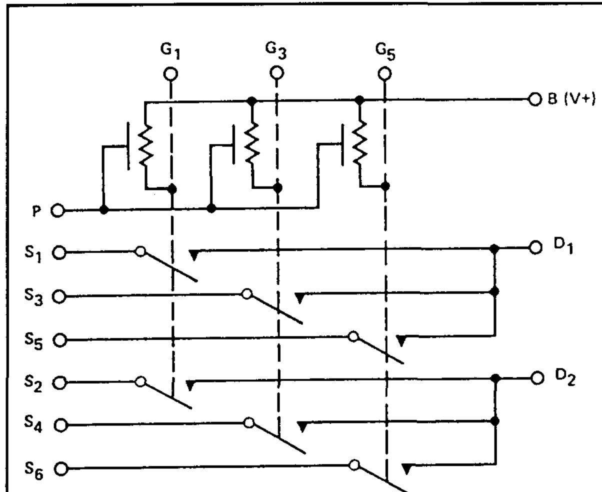


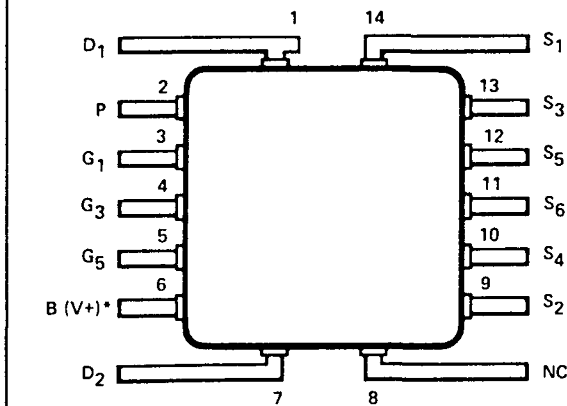
MPC 100 4 x (4 → 1)



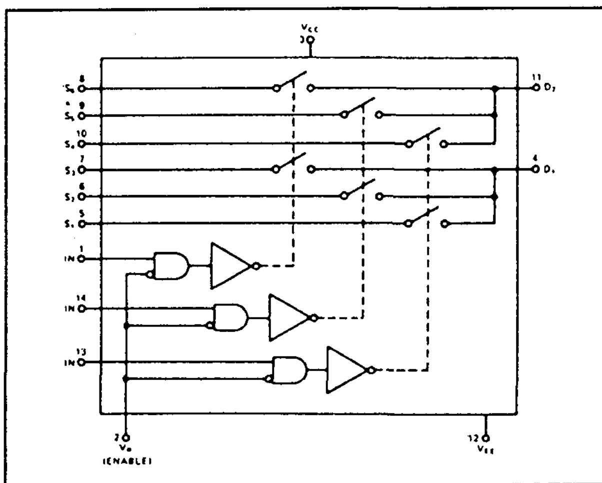
G 118 1 x (6 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

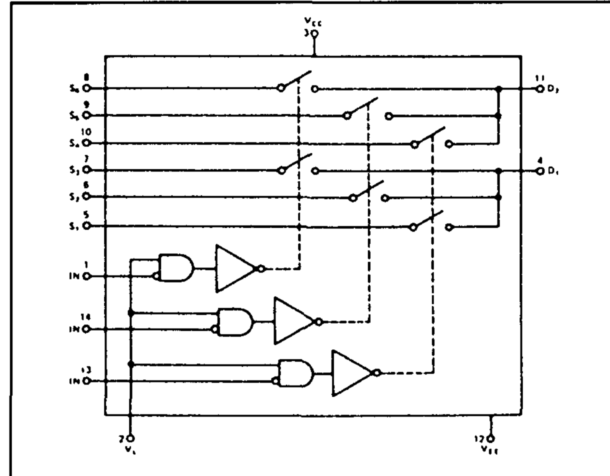




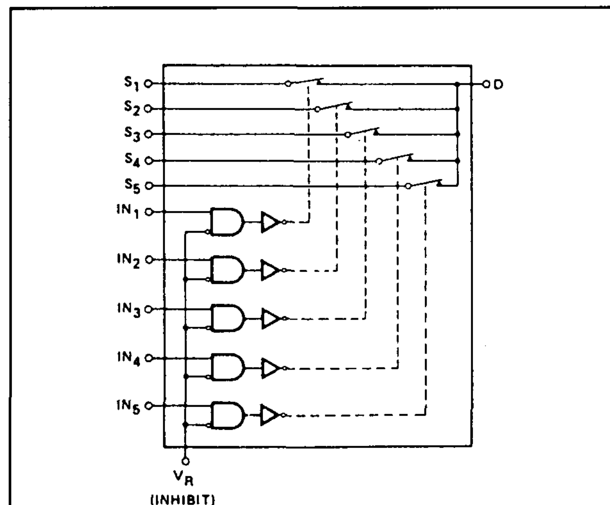
G 119 3 x (3 → 1)

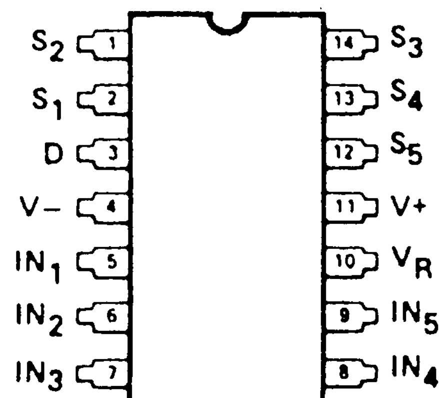


DG 120 2 x (3 → 1)



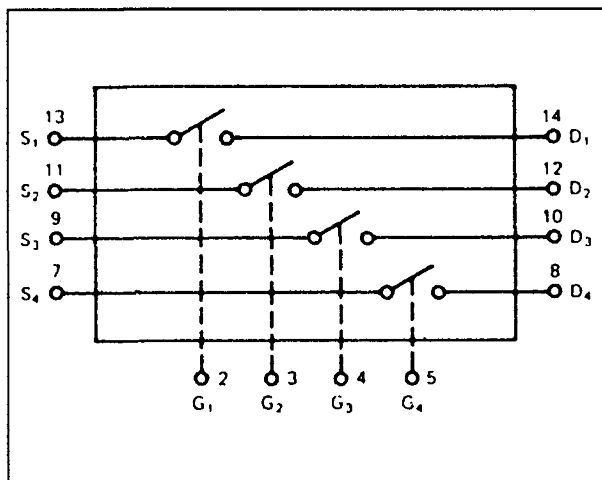
DG 121 2 x (3 → 1)



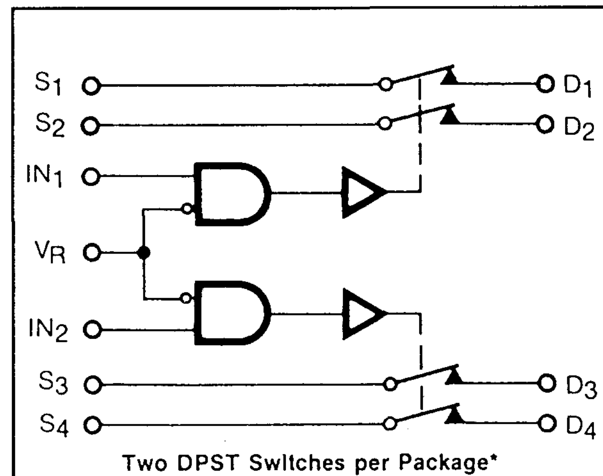


DG 123 1 x (5 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

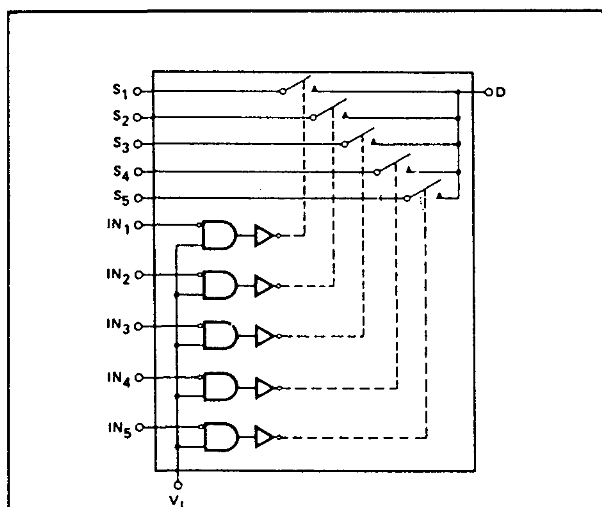


G 125 4 x (4 → 4)



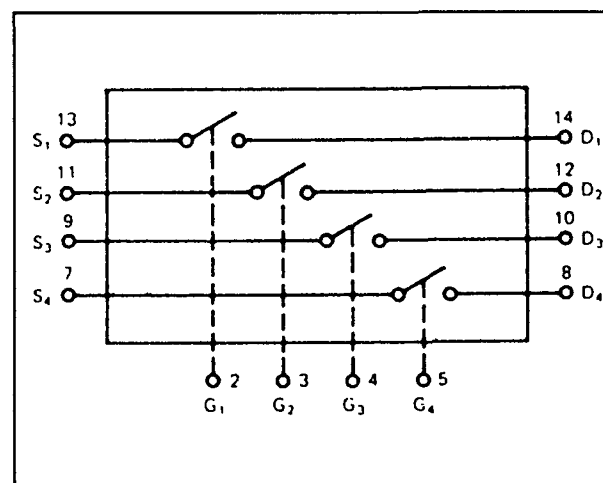
D2	1	14	S2
NC	2	13	IN2
NC	3	12	V−
NC	4	11	V+
NC	5	10	VR
NC	6	9	IN1
D1	7	8	S1

DG 126 2 x (2 → 2)



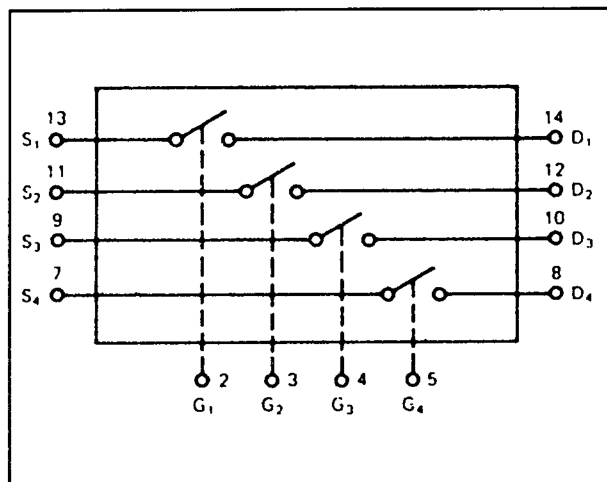
S2	1	14	S3
S1	2	13	S4
D	3	12	S5
V−	4	11	V+
IN1	5	10	VL
IN2	6	9	IN5
IN3	7	8	IN4

DG 125 1 x (5 → 1)

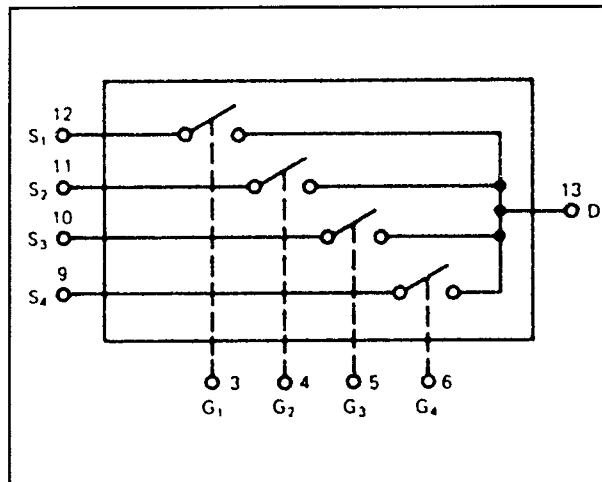


G 127 4 x (1 → 1)

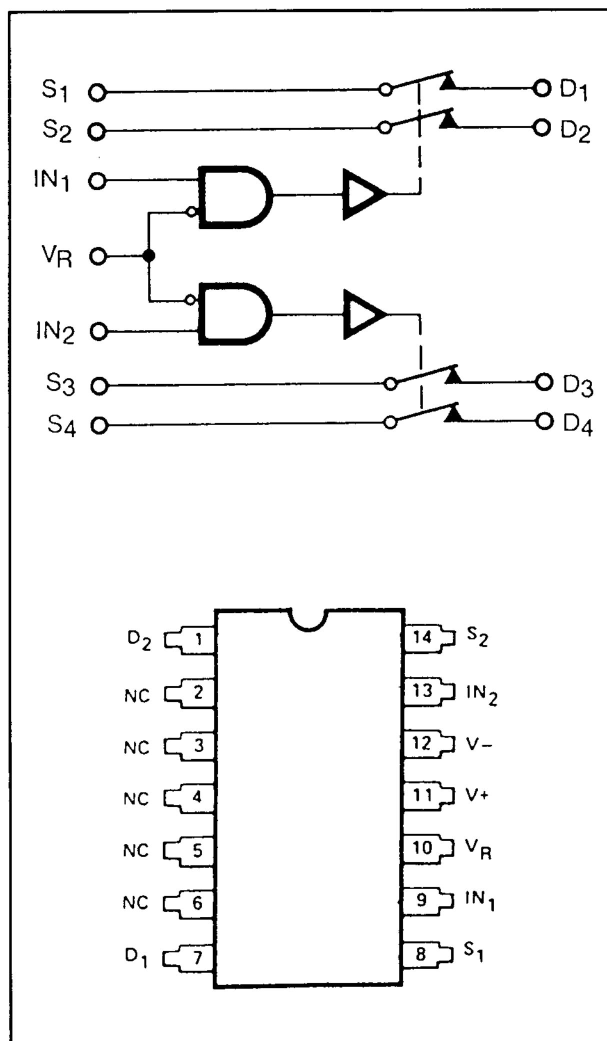
6.26 Schakelaar-IC's



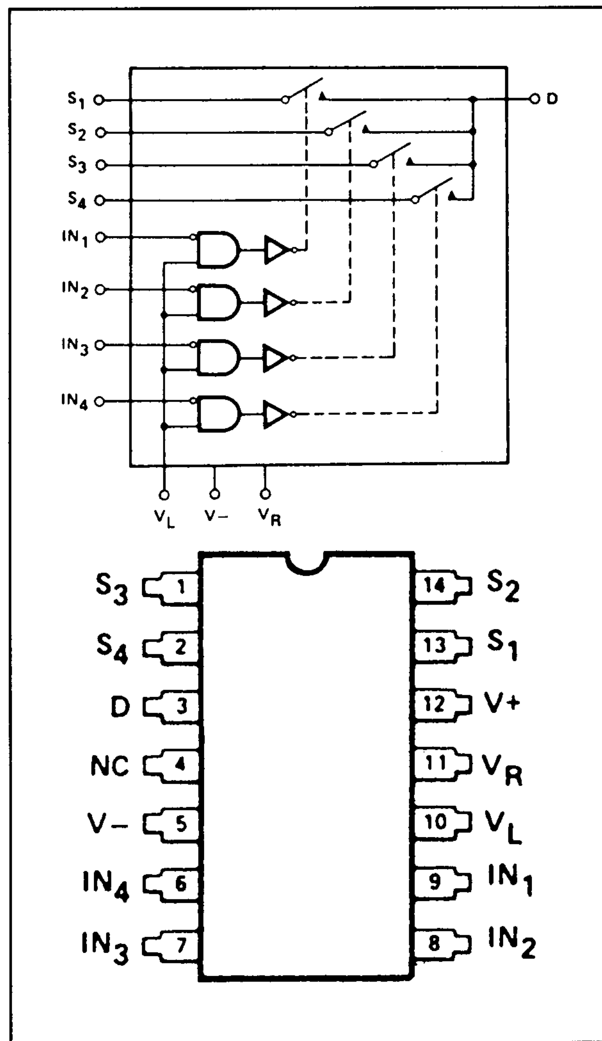
G 128 4 x (1 → 1)



G 129 1 x (4 → 1)

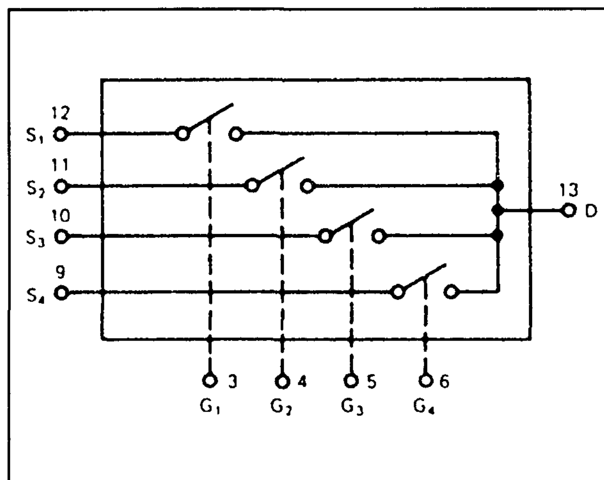


DG 129 2 x (2 → 2)

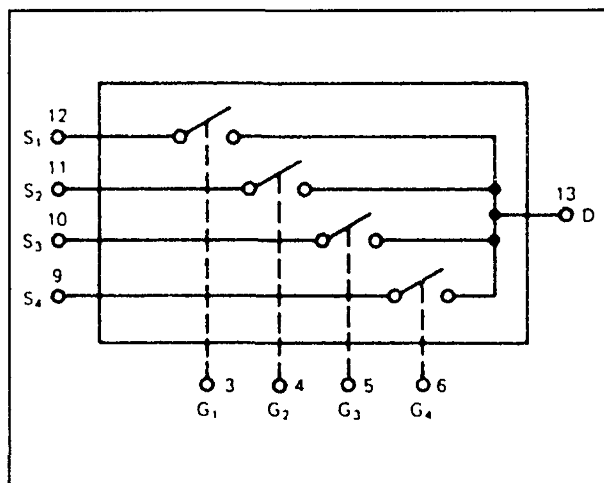


DG 172 1 x (4 → 1)

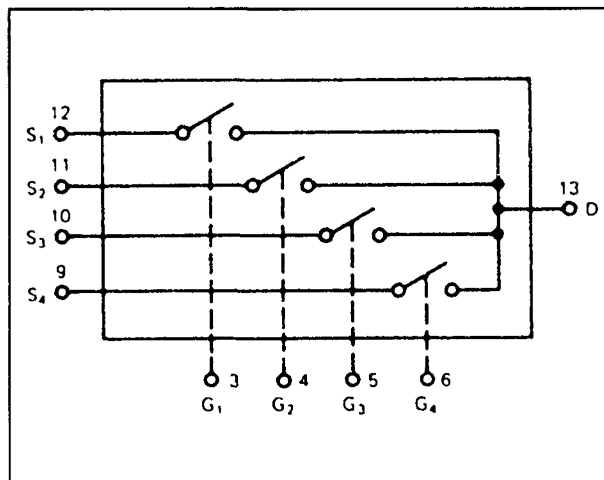
6.26 Schakelaar-IC's



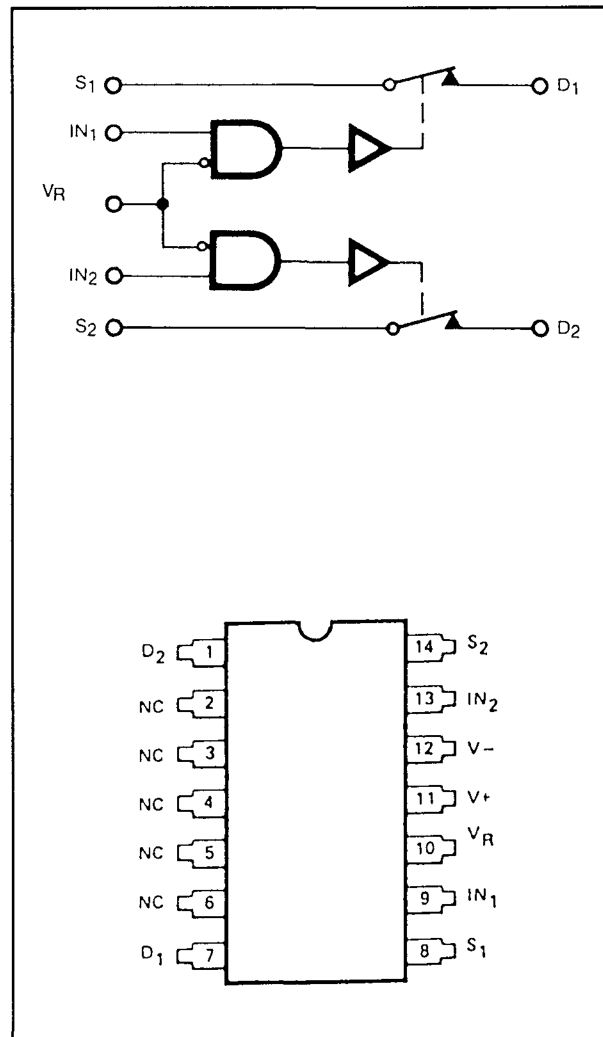
G 130 1 x (4 → 1)

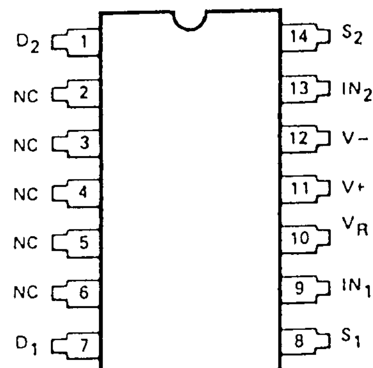


G 131 1 x (4 → 1)



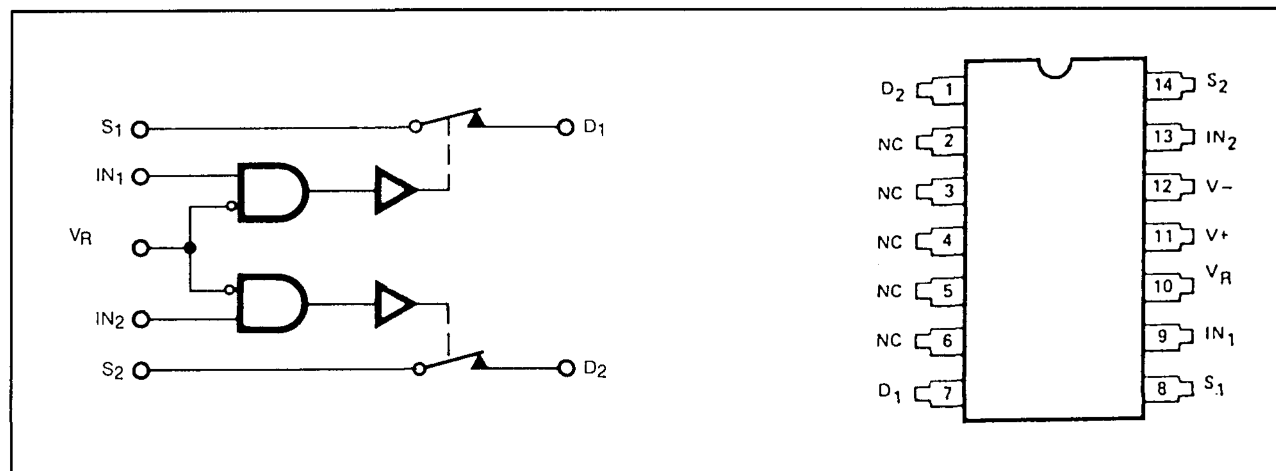
G 132 1 x (4 → 1)



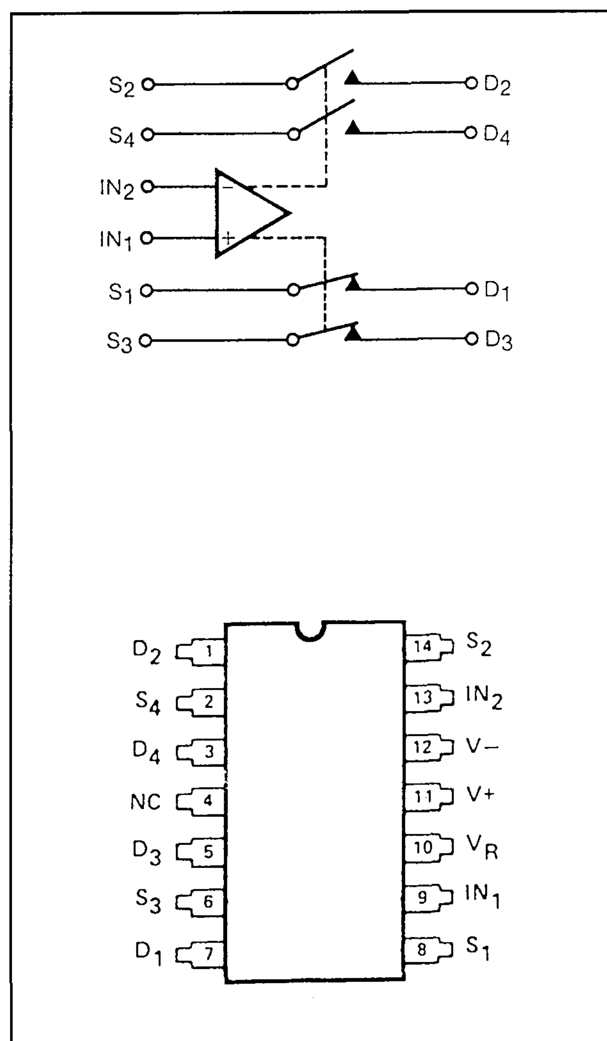


DG 133 2 x (1 → 1)

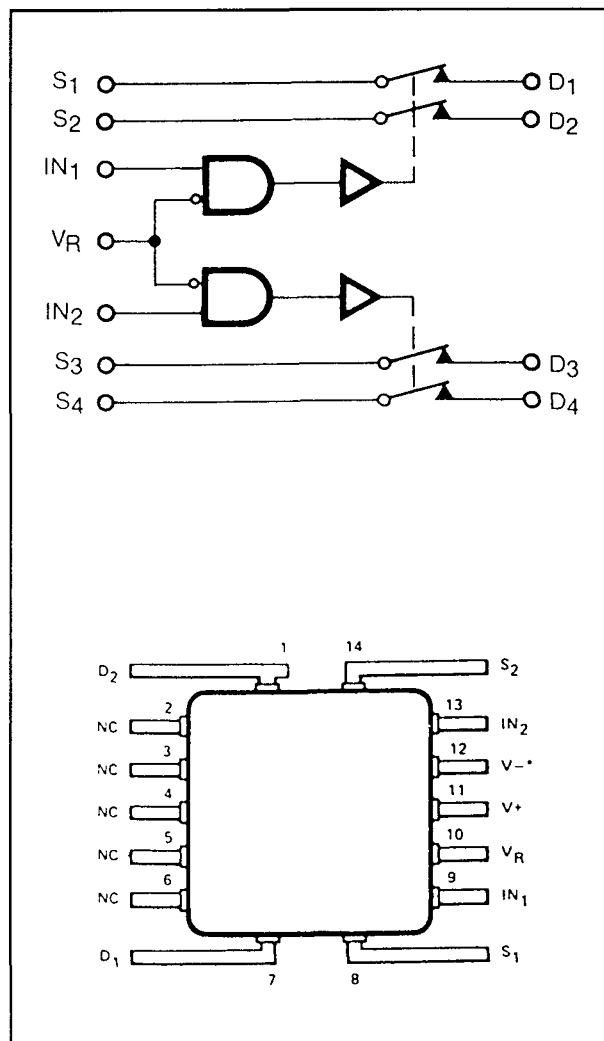
6.26 Schakelaar-IC's



DG 134 2 x (1 → 1)

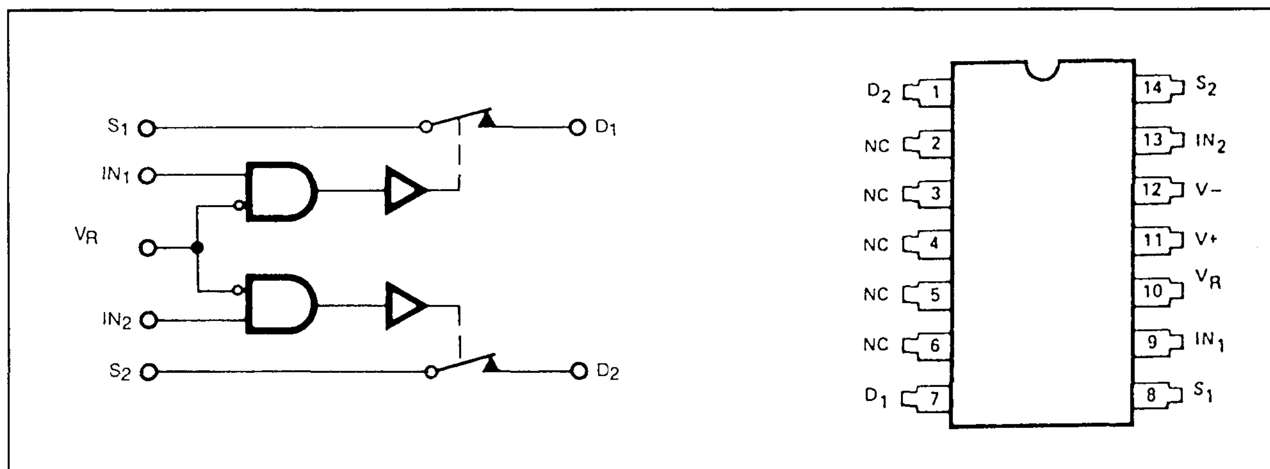


DG 139 2 x (2 → 2)

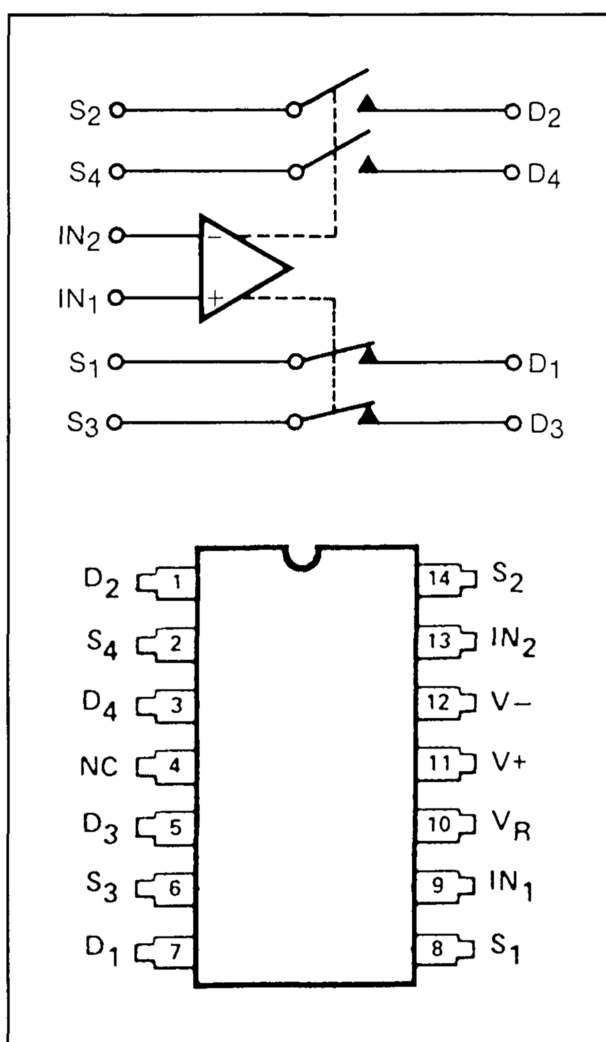


DG 140 2 x (2 → 2)

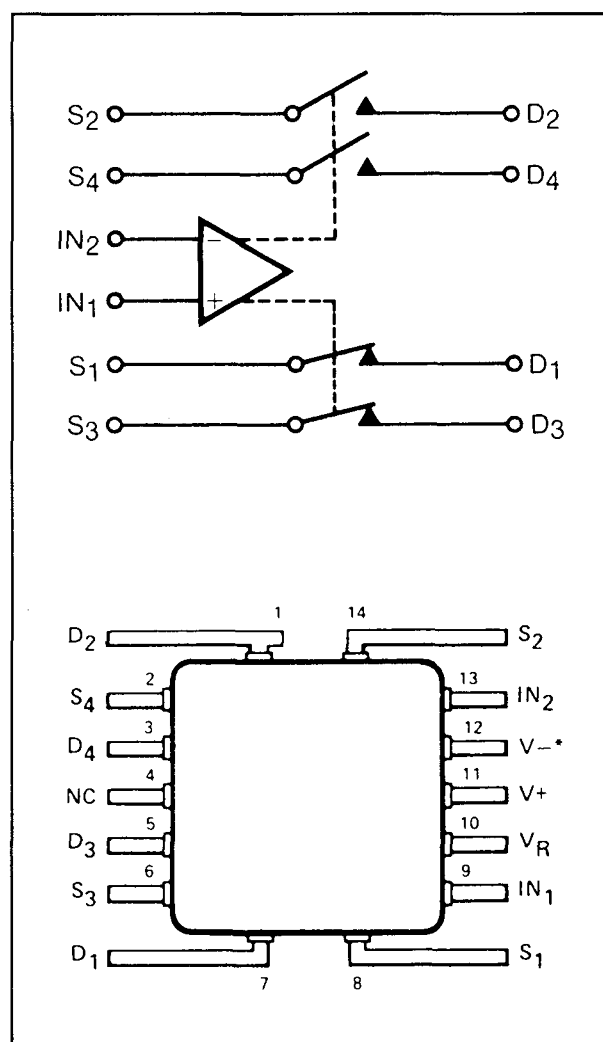
6.26 Schakelaar-IC's



DG 141 2 x (1 → 1)

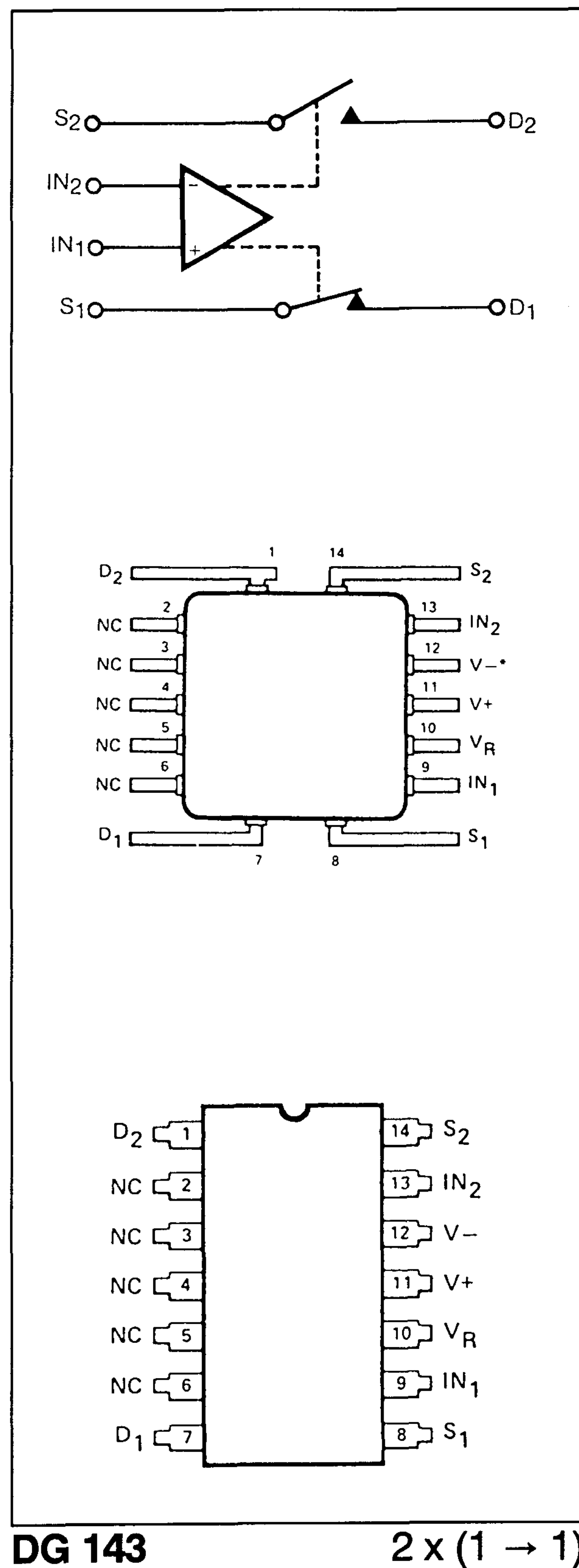


DG 142 2 x (2 → 2)

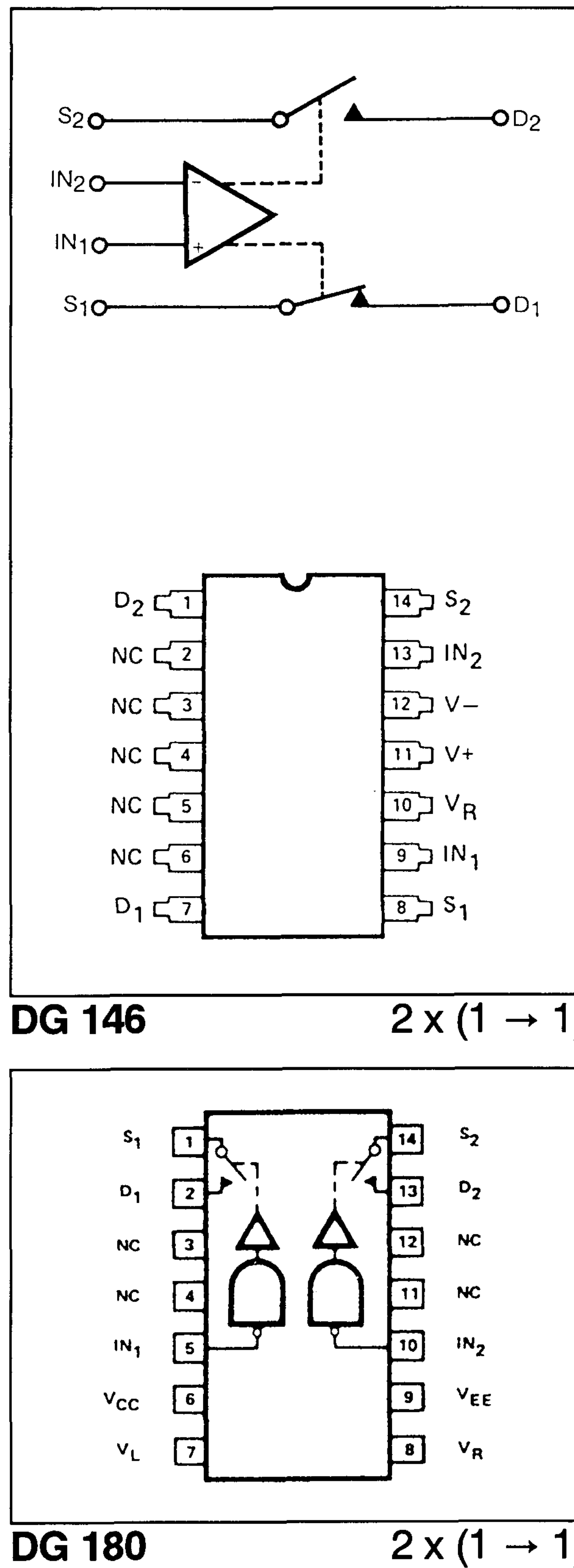


DG 145 2 x (2 → 2)

6.26 Schakelaar-IC's



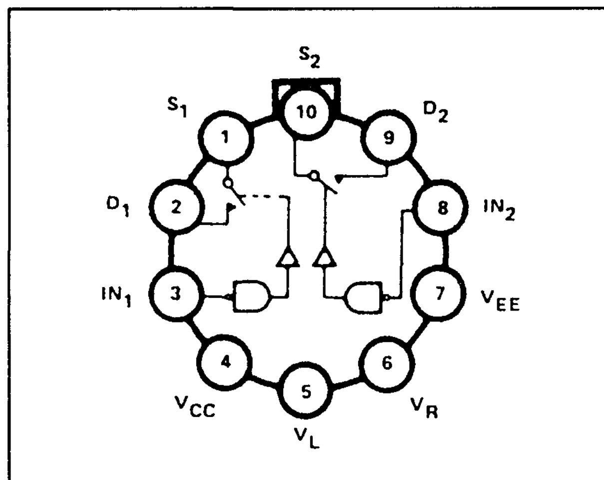
DG 143 2 x (1 → 1)



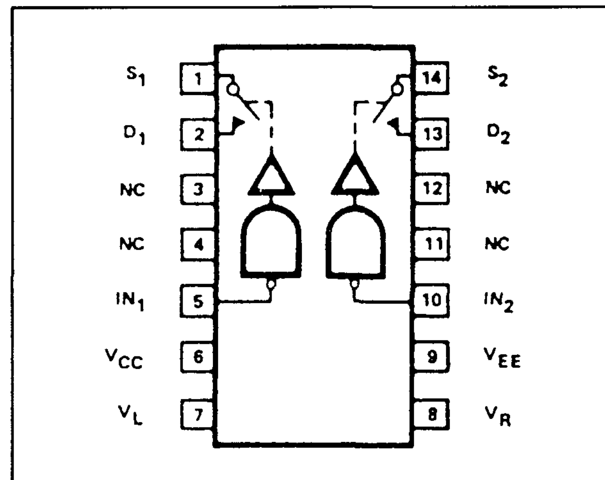
DG 146 2 x (1 → 1)

DG 180 2 x (1 → 1)

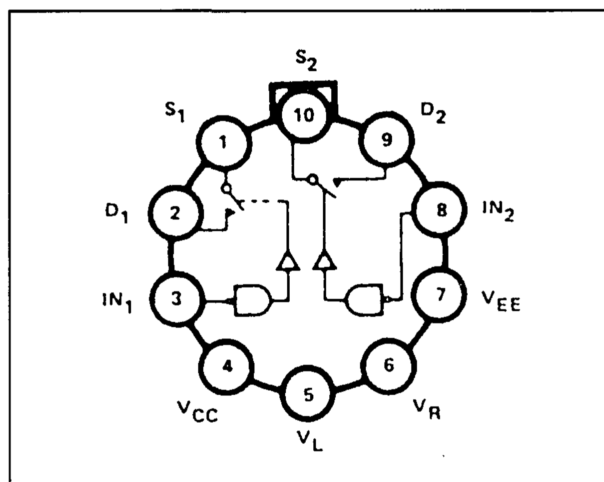
6.26 Schakelaar-IC's



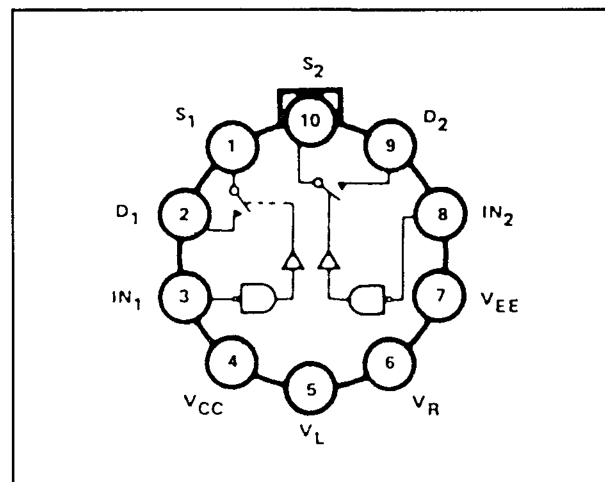
DG 180 2 x (1 → 1)



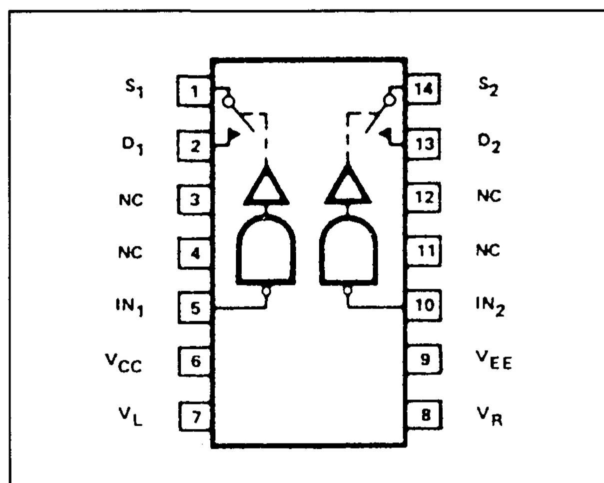
IH 181 2 x (1 → 1)



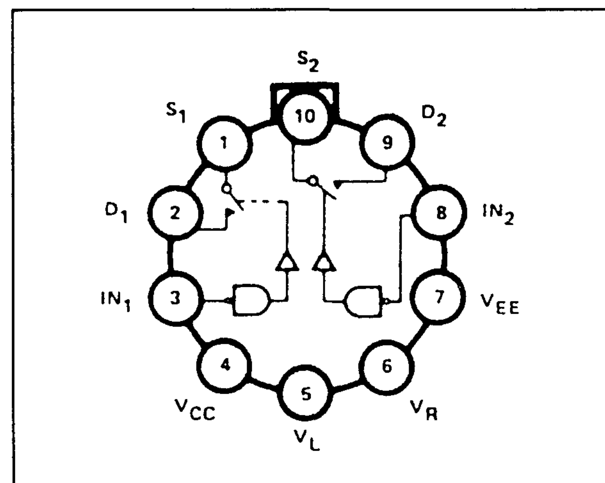
DG 181 2 x (1 → 1)



IH 181 2 x (1 → 1)

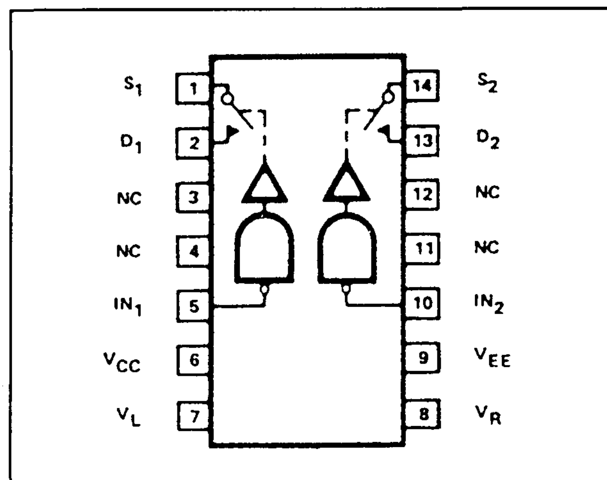


DG 181 2 x (1 → 1)

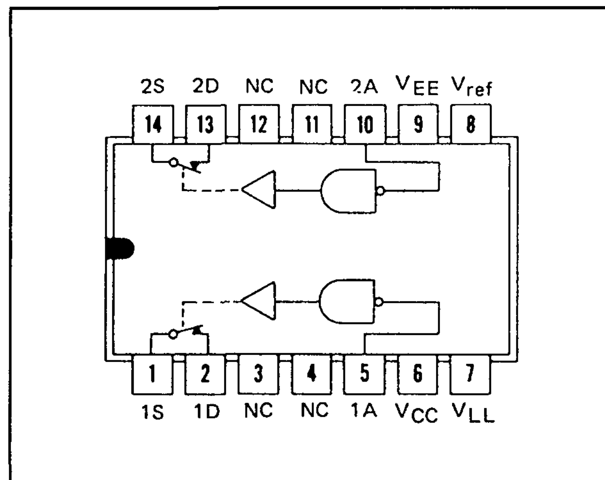


DG 182 2 x (1 → 1)

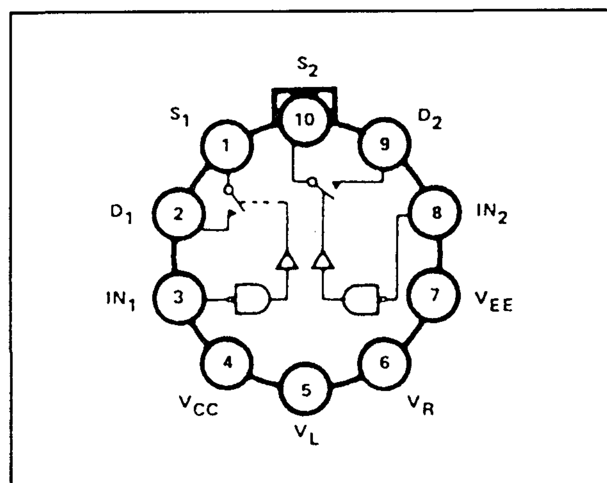
6.26 Schakelaar-IC's



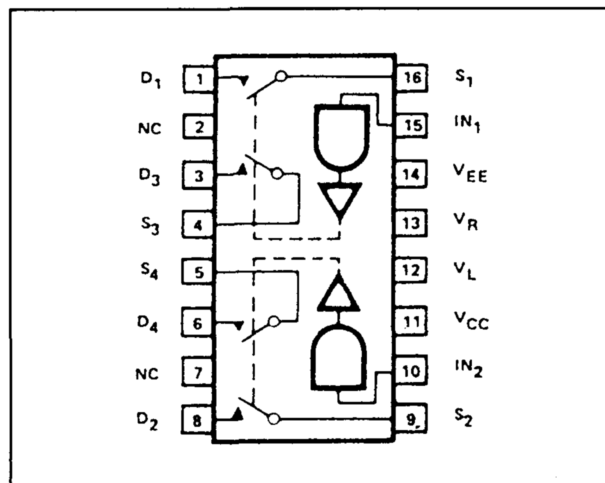
DG 182 2 x (1 → 1)



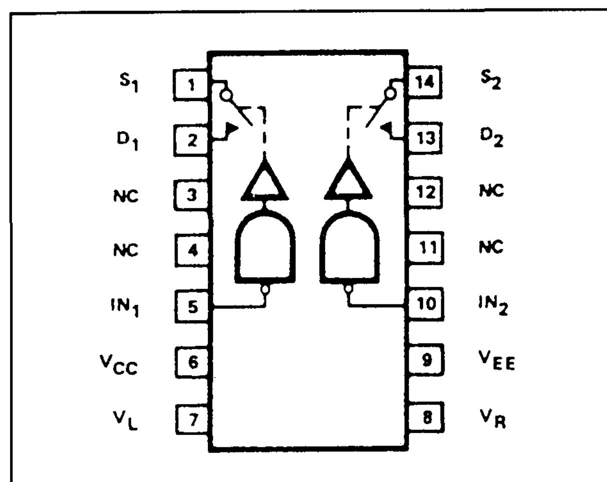
TL 182 2 x (1 → 1)



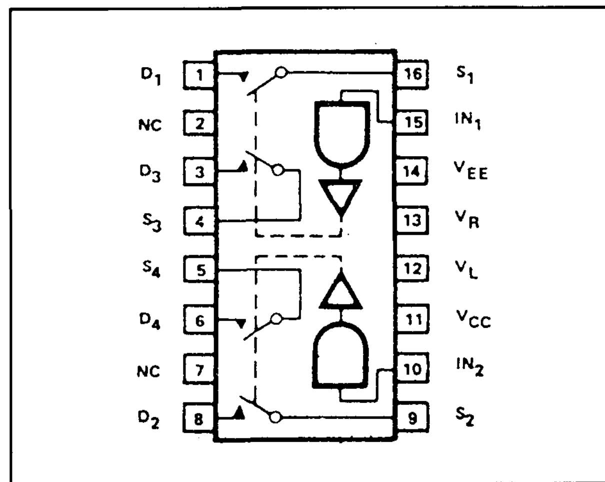
IH 182 2 x (1 → 1)



DG 183 2 x (2 → 2)

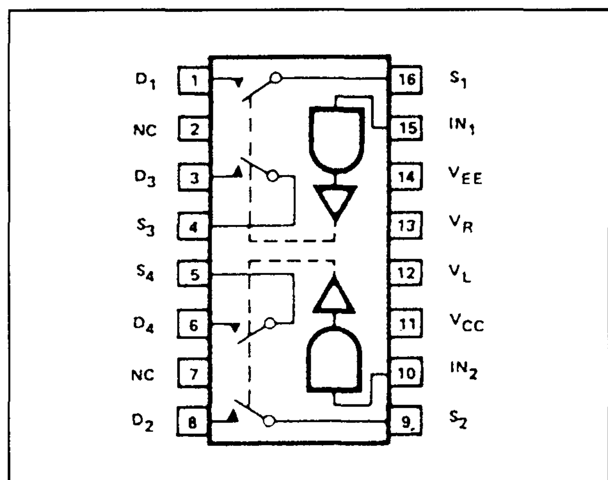


IH 182 2 x (1 → 1)

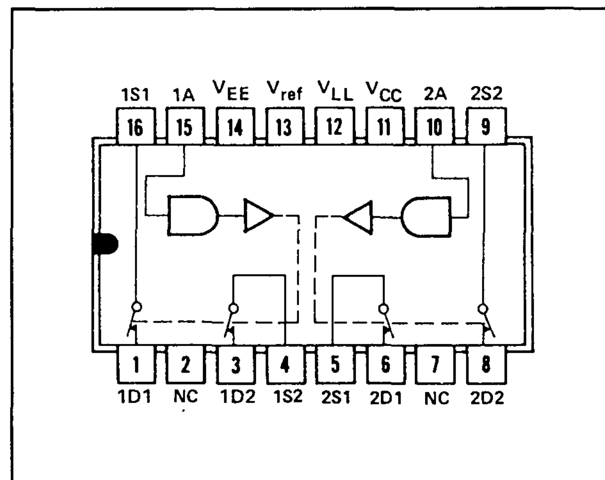


IH 184 2 x (2 → 2)

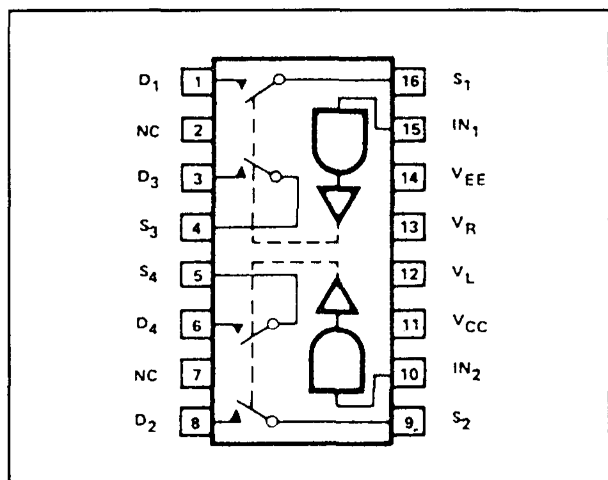
6.26 Schakelaar-IC's



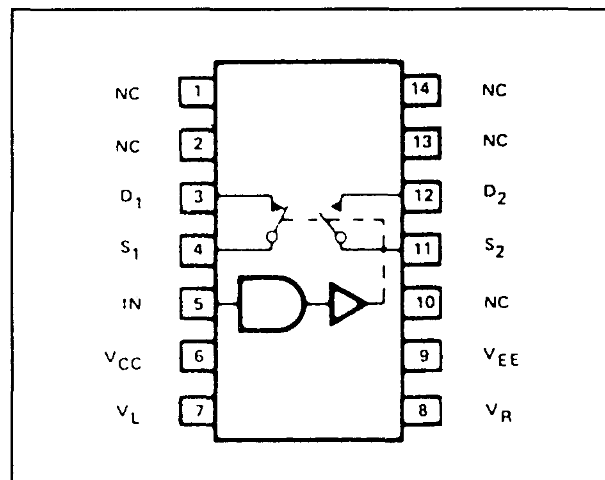
DG 184 2 x (2 → 2)



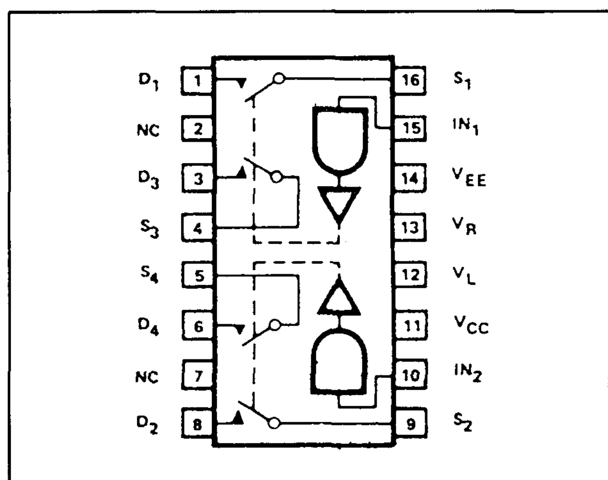
TL 185 2 x (2 → 2)



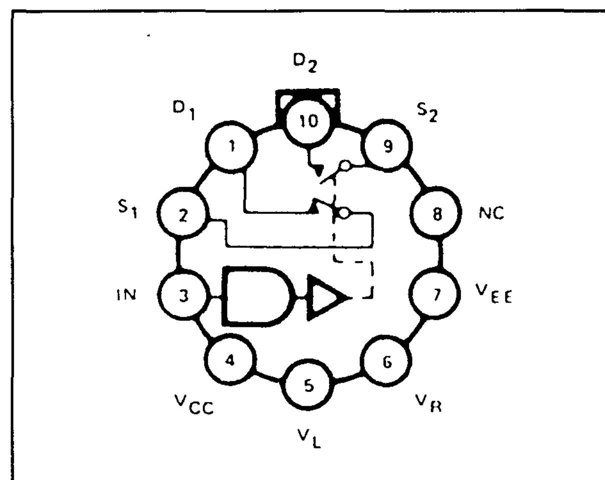
DG 185 2 x (2 → 2)



DG 186 1 x (2 → 2)

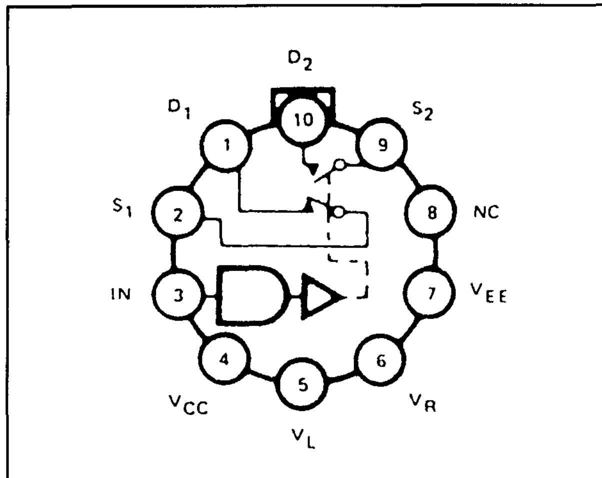


IH 185 2 x (2 → 2)

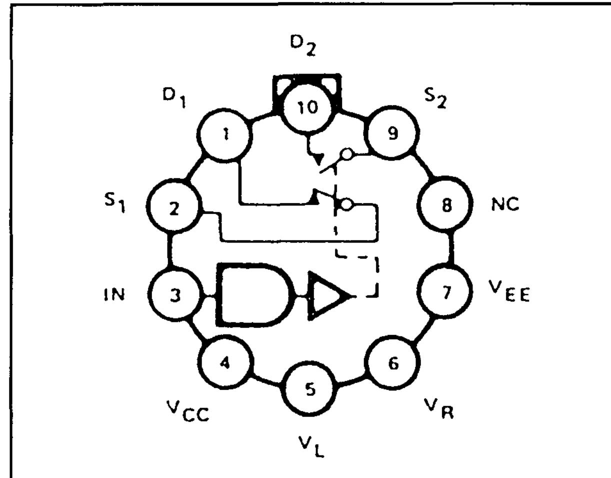


DG 186 1 x (2 → 2)

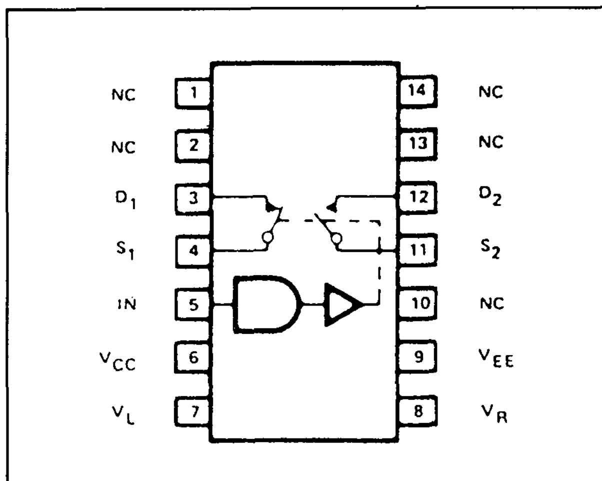
6.26 Schakelaar-IC's



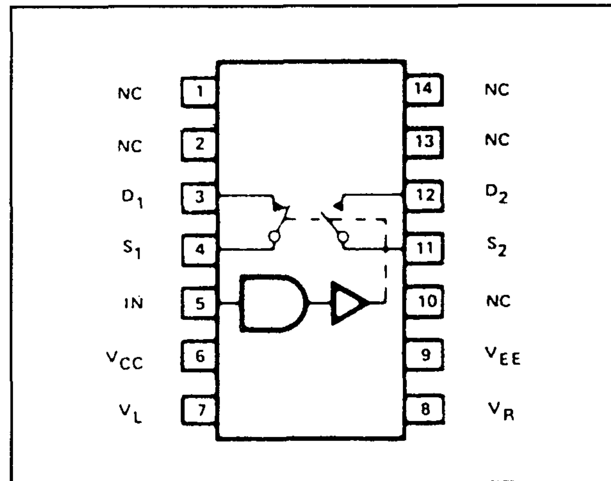
DG 187 1 x (2 → 2)



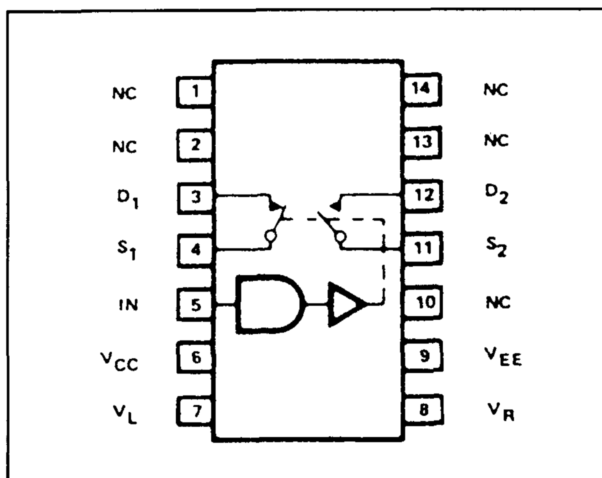
IH 187 1 x (2 → 2)



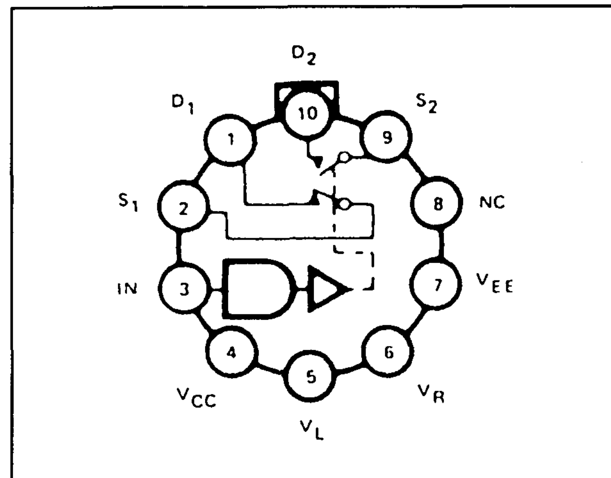
DG 187 1 x (2 → 2)



DG 188 1 x (2 → 2)

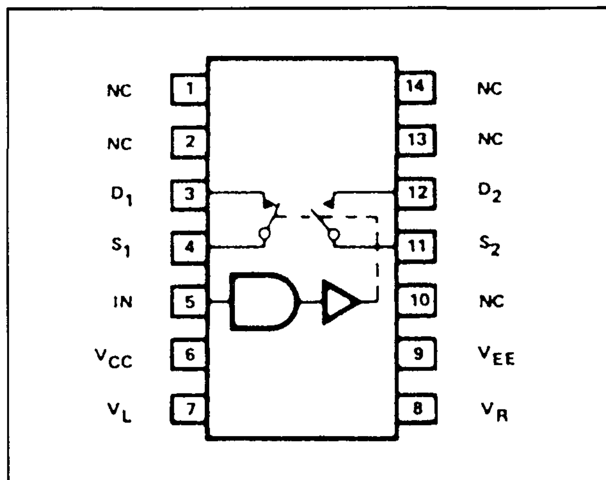


IH 187 1 x (2 → 2)

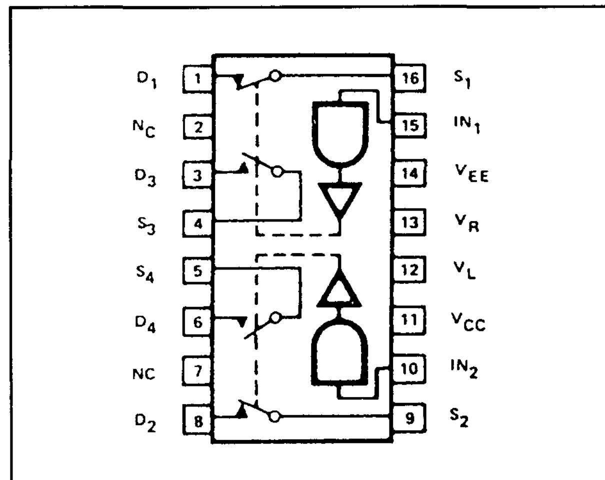


DG 188 1 x (2 → 2)

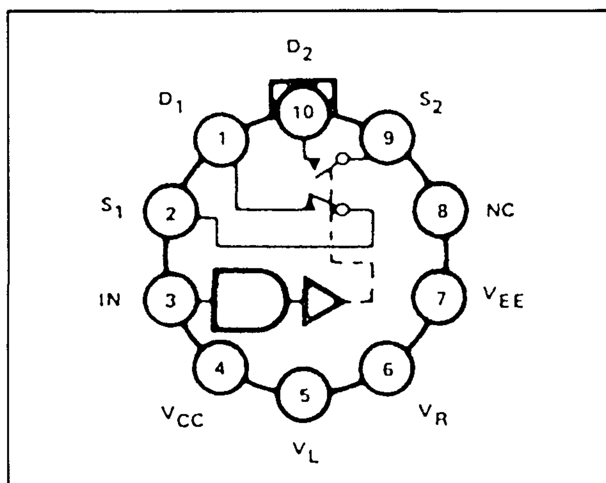
6.26 Schakelaar-IC's



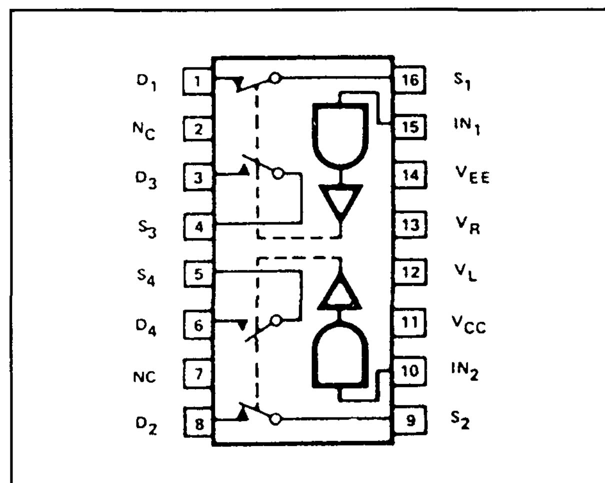
IH 188 1 x (2 → 2)



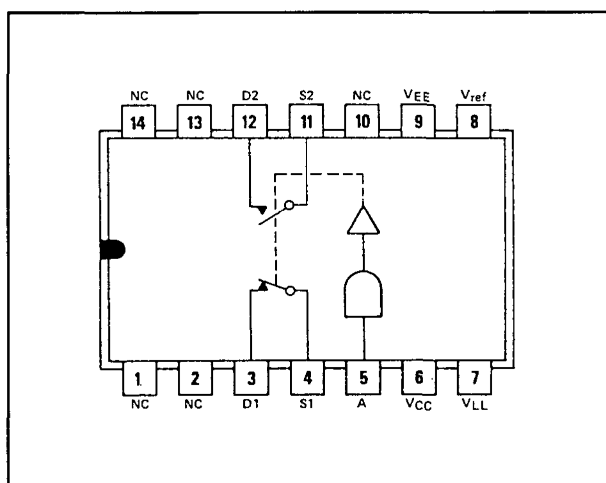
DG 189 2 x (2 → 2)



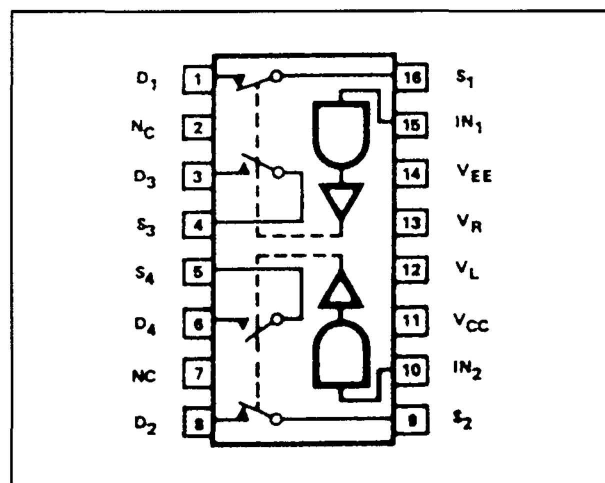
IH 188 1 x (2 → 2)



DG 190 2 x (2 → 2)

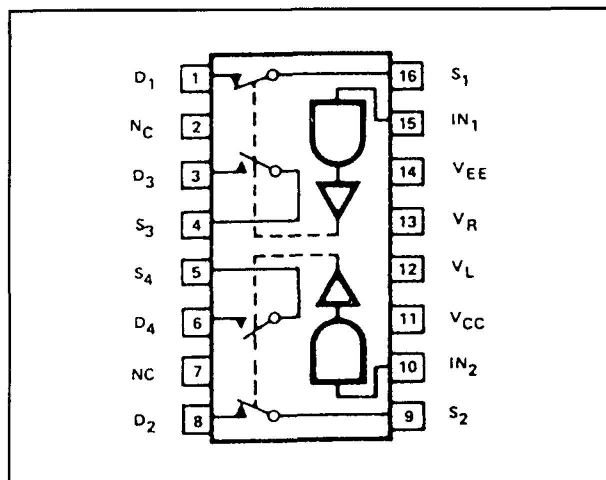


TL 188 1 x (2 → 2)

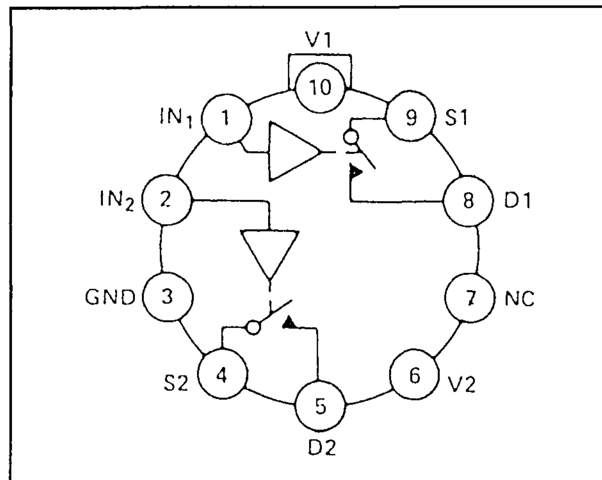


IH 190 2 x (2 → 2)

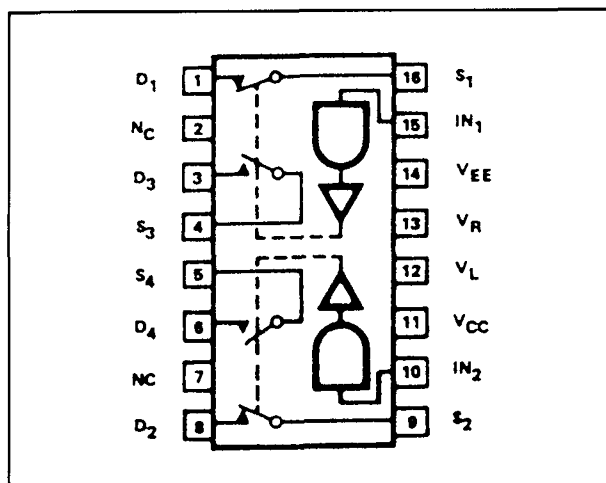
6.26 Schakelaar-IC's



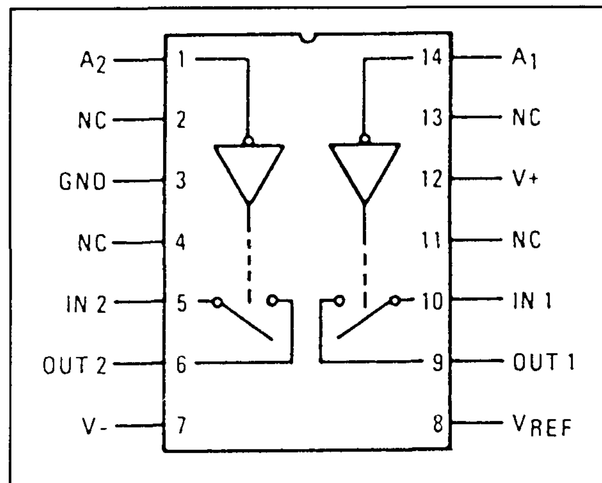
DG 191 2 x (2 → 2)



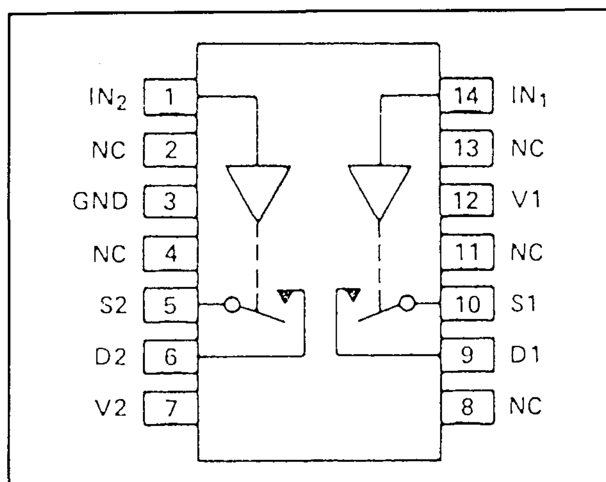
ADG 200 2 x (1 → 1)



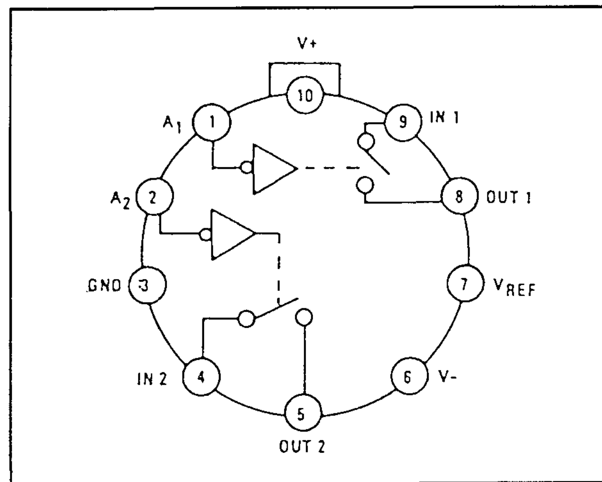
IH 191 2 x (2 → 2)



HI-200 2 x (1 → 1)

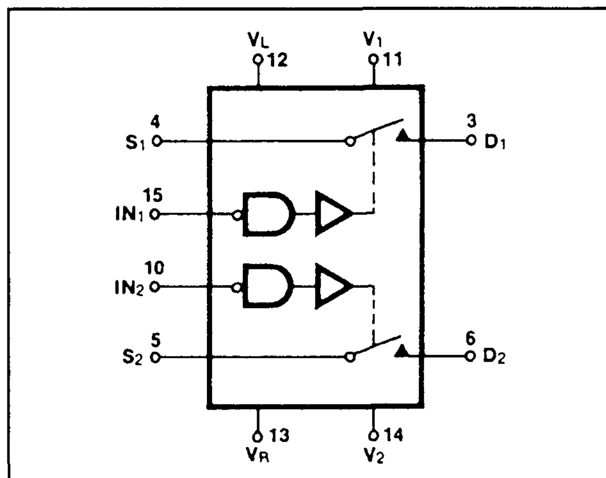


ADG 200 2 x (1 → 1)

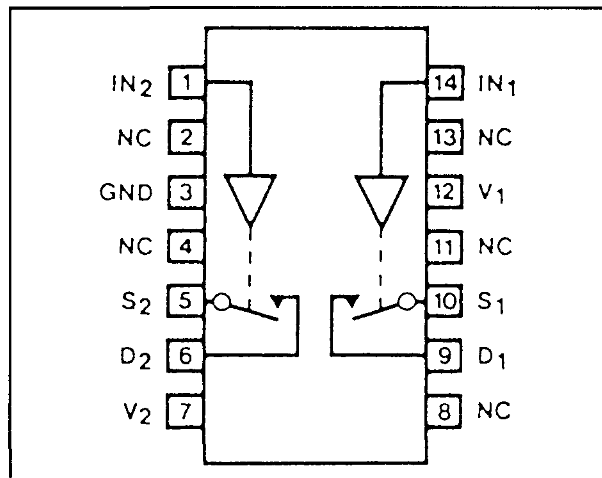


HI-200 2 x (1 → 1)

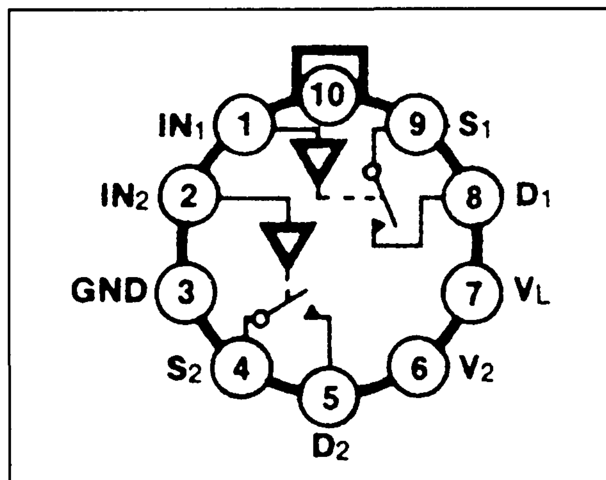
6.26 Schakelaar-IC's



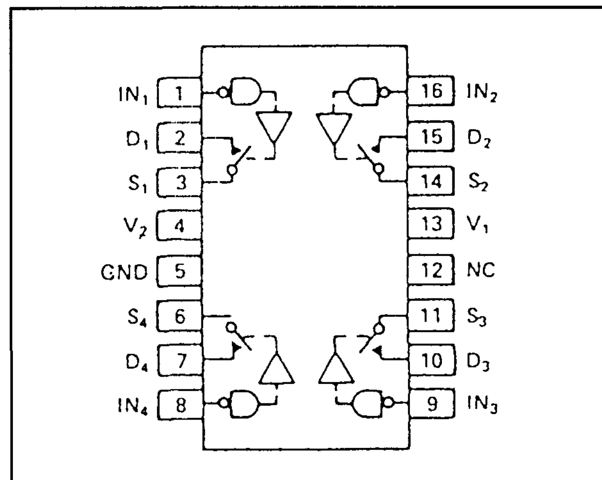
IH 200 2 x (1 → 1)



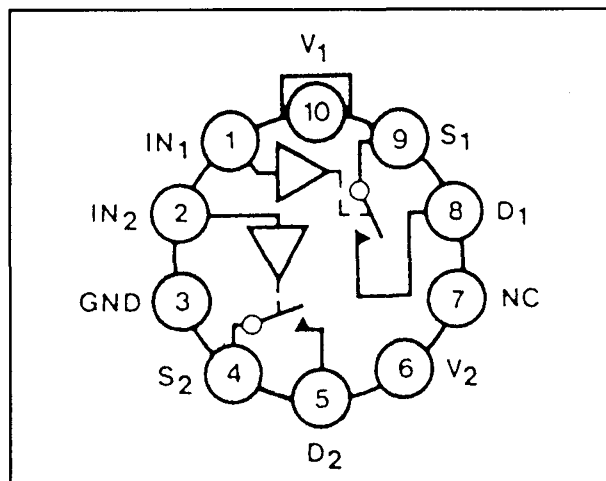
MP 200 2 x (1 → 1)



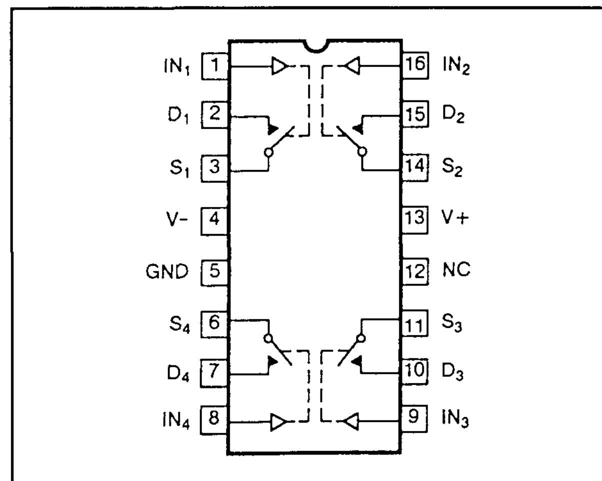
IH 200 2 x (1 → 1)



ADG 201 4 x (1 → 1)

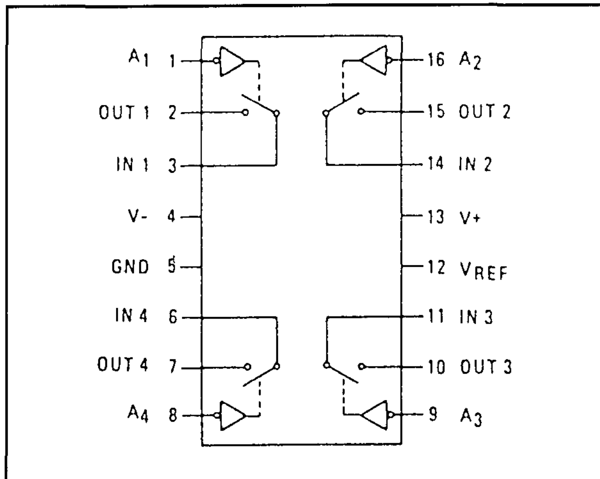


MP 200 2 x (1 → 1)

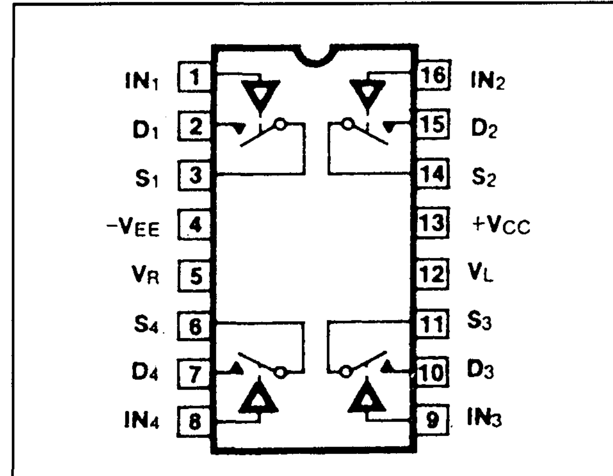


DG 201 4 x (1 → 1)

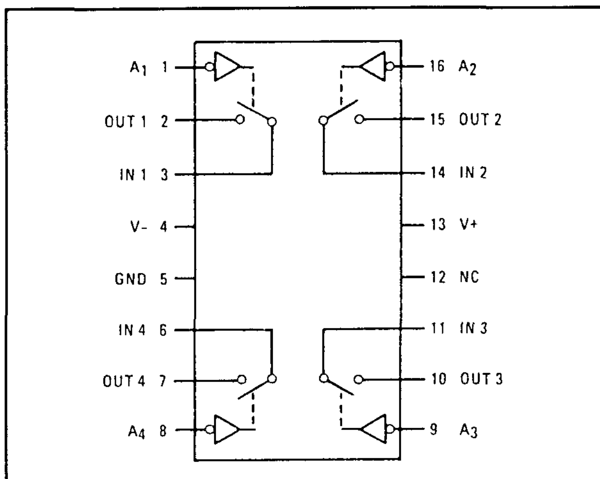
6.26 Schakelaar-IC's



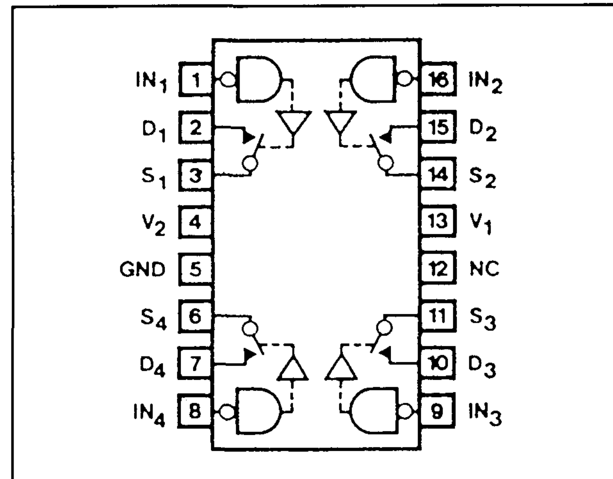
HI-201 4 x (1 → 1)



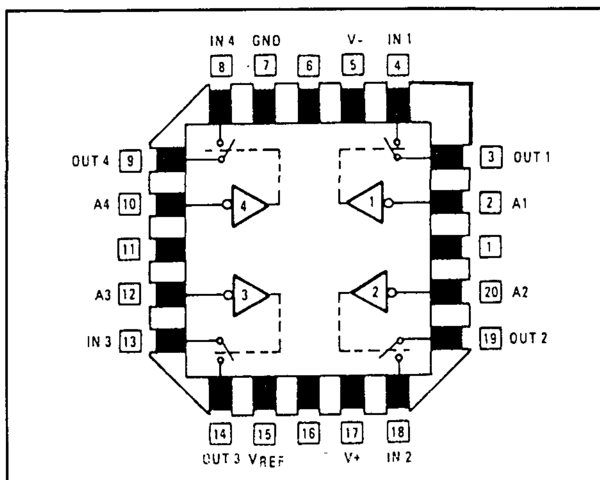
IH 201 4 x (1 → 1)



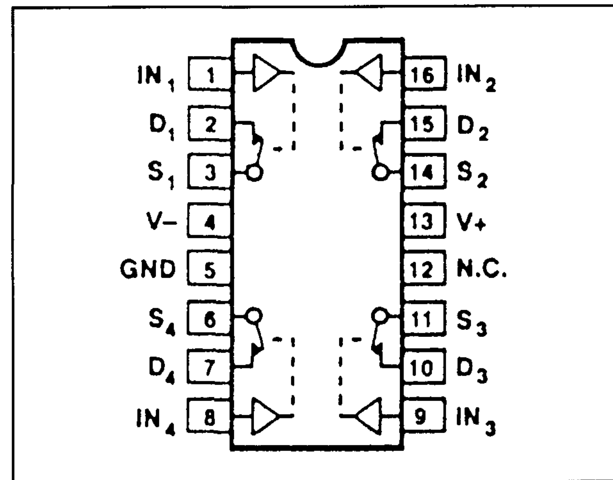
HI-201 4 x (1 → 1)



MP 201 4 x (1 → 1)

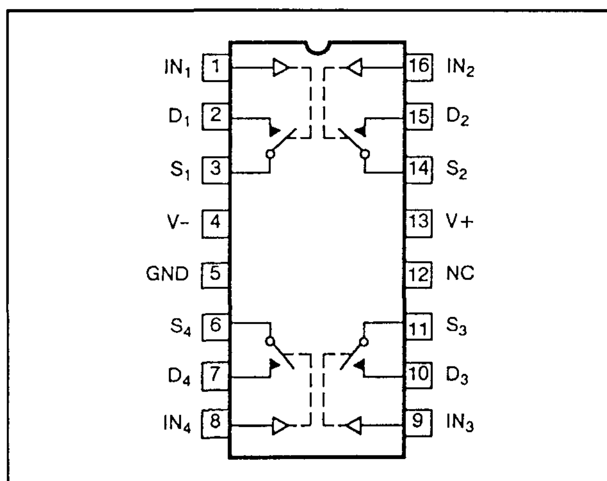


HI-201 4 x (1 → 1)

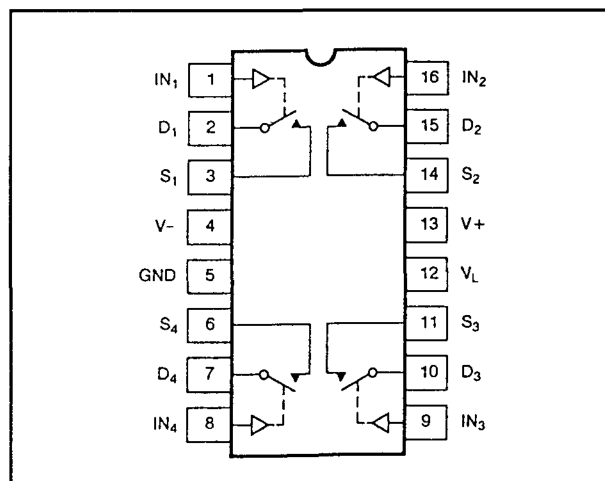


SW 201 4 x (1 → 1)

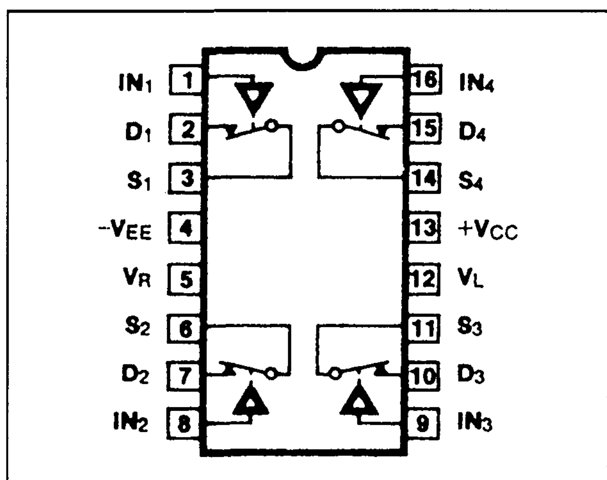
6.26 Schakelaar-IC's



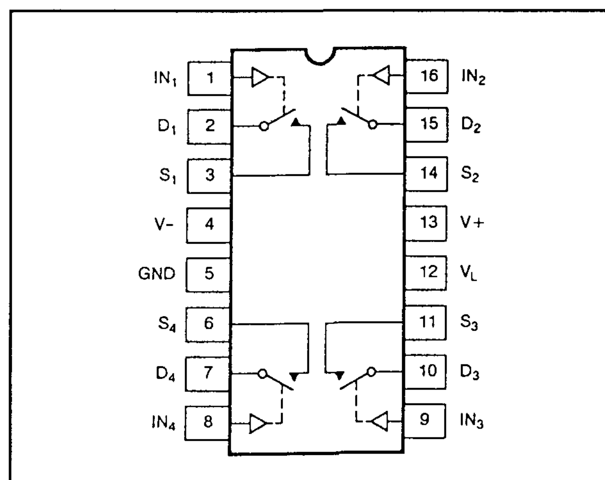
DG 202 4 x (1 → 1)



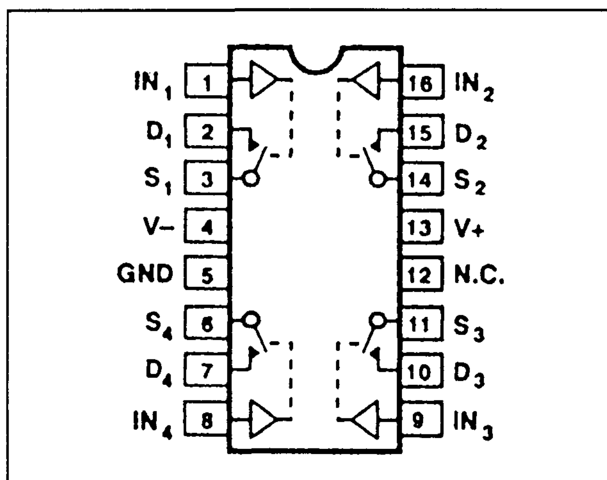
ADG 211 4 x (1 → 1)



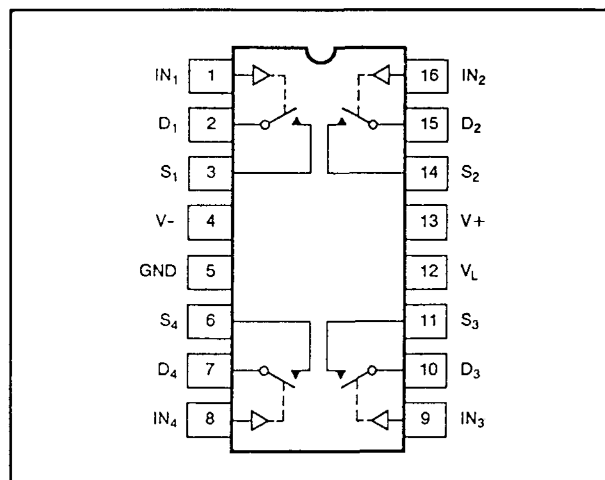
IH 202 4 x (1 → 1)



DG 211 4 x (1 → 1)

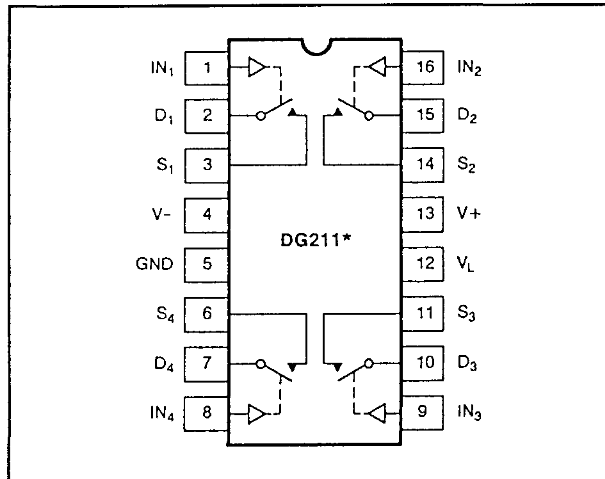


SW 202 4 x (1 → 1)

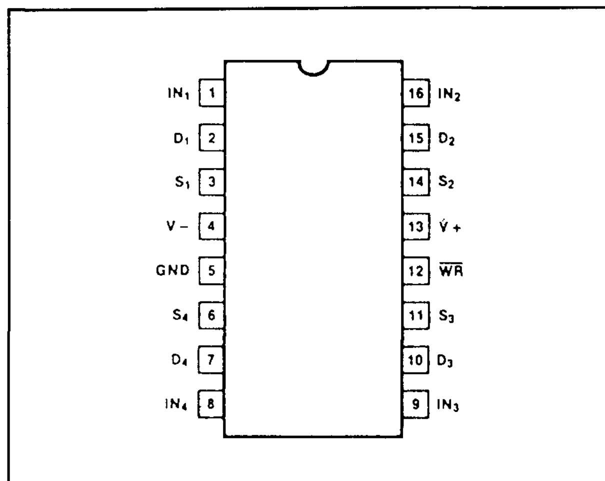


ADG 212 4 x (1 → 1)

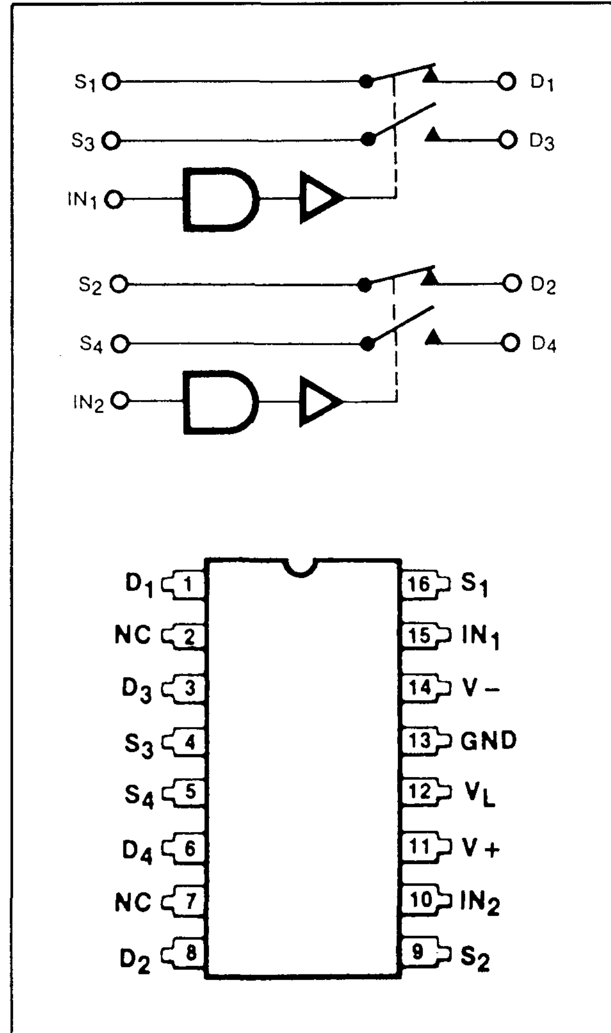
6.26 Schakelaar-IC's



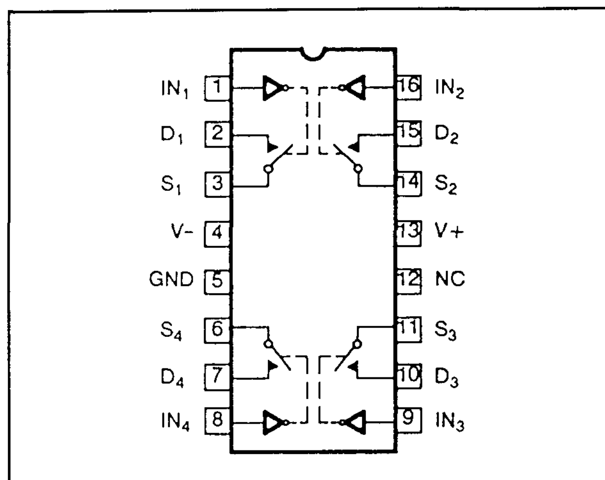
DG 212 4 x (1 → 1)



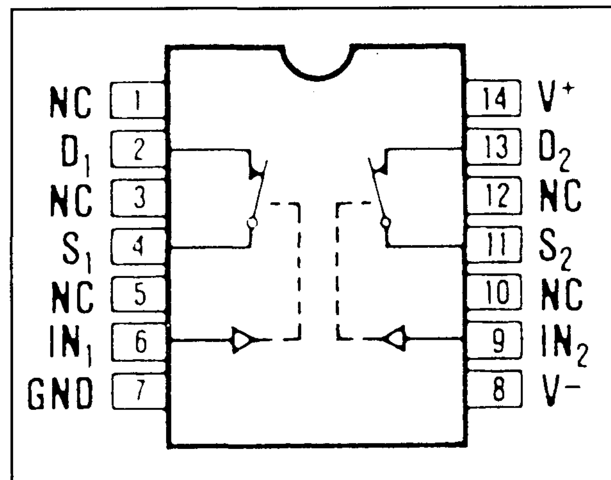
DG 221 4 x (1 → 1), latched



DG 243 2 X (2 → 2)

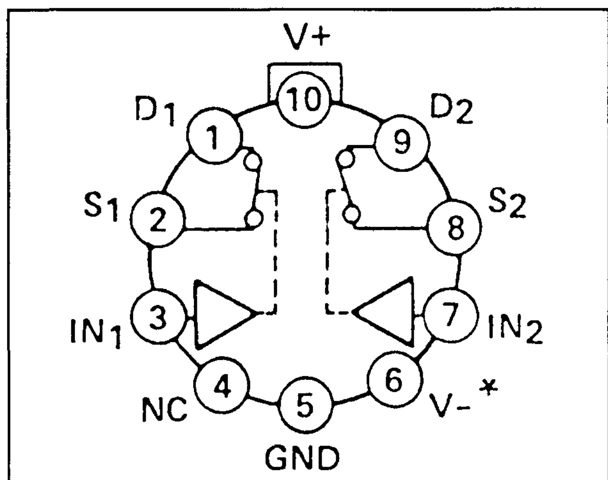


DG 271 4 x (1 → 1)

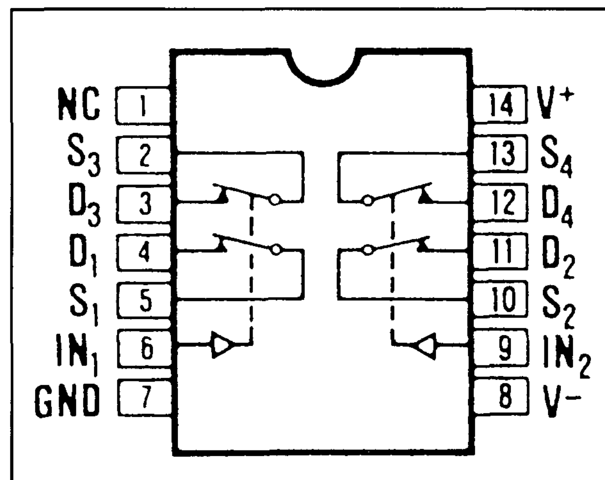


DG 300 2 x (1 → 1)

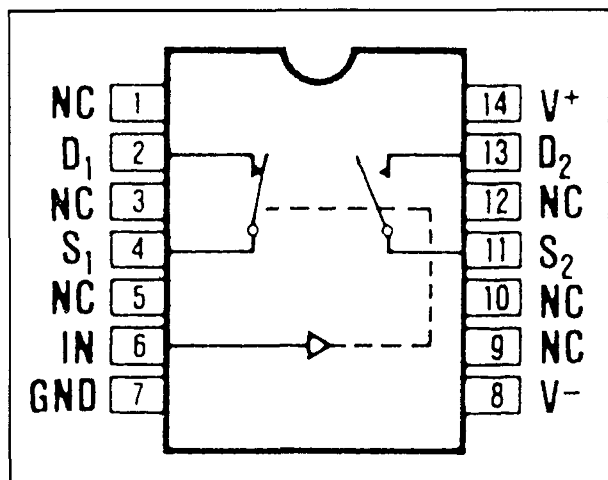
6.26 Schakelaar-IC's



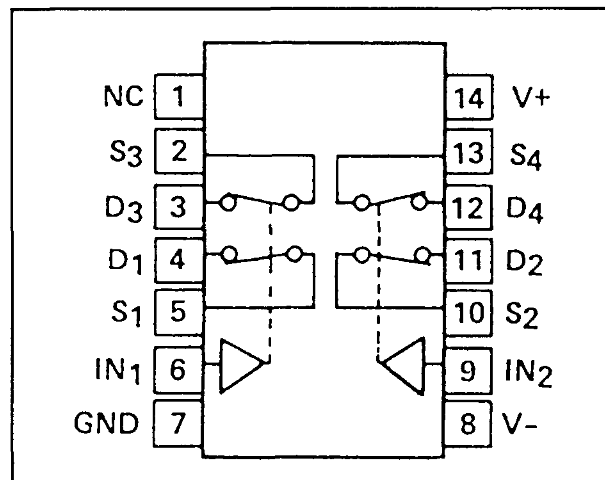
HI-300 2 x (1 → 1)



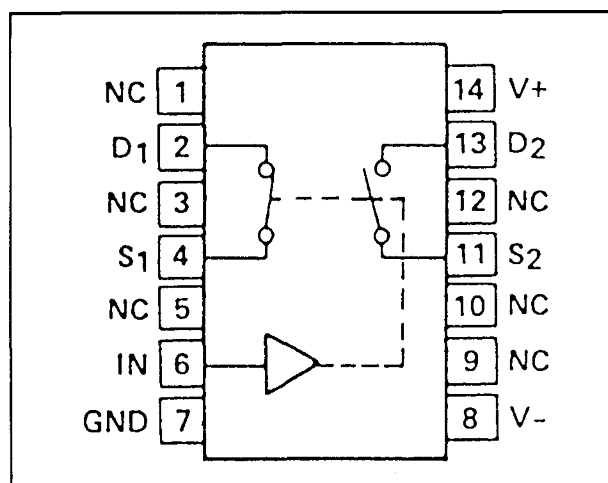
DG 302 2 x (2 → 2)



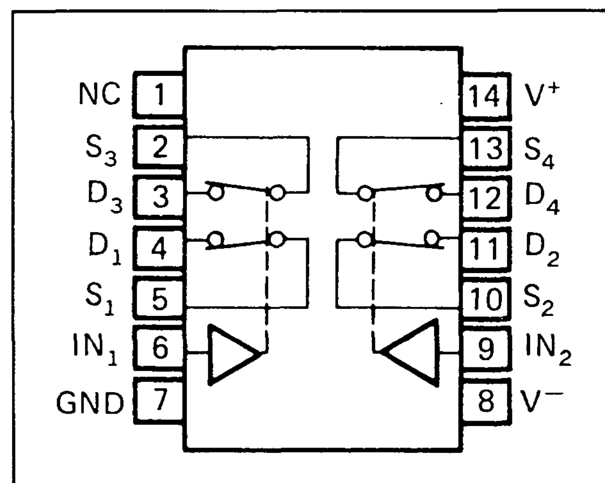
DG 301 2 x (1 → 1)



HI-302 2 x (2 → 2)

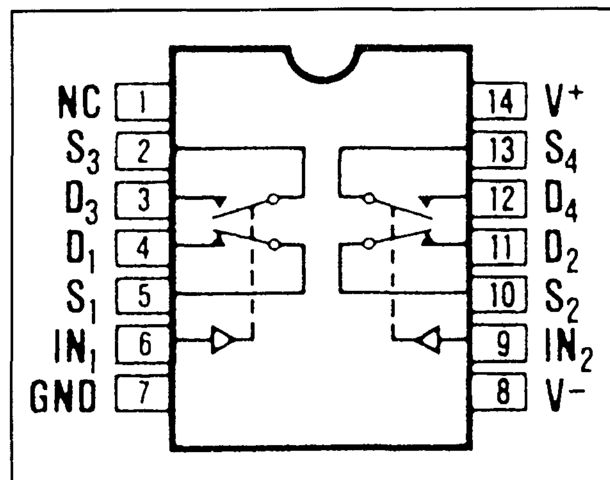


HI-301 2 x (1 → 1)

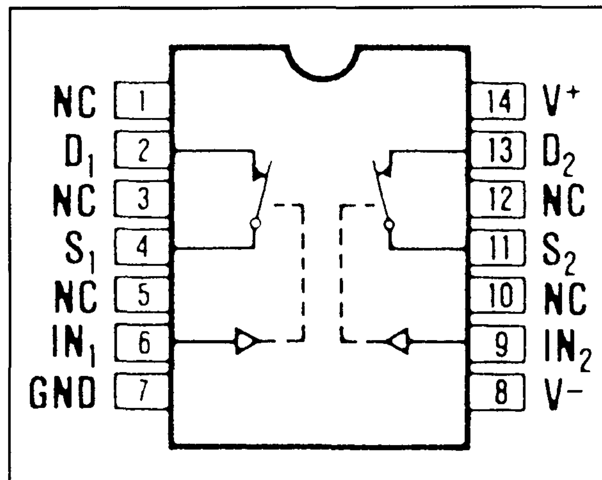


MP 302 2 x (2 → 2)

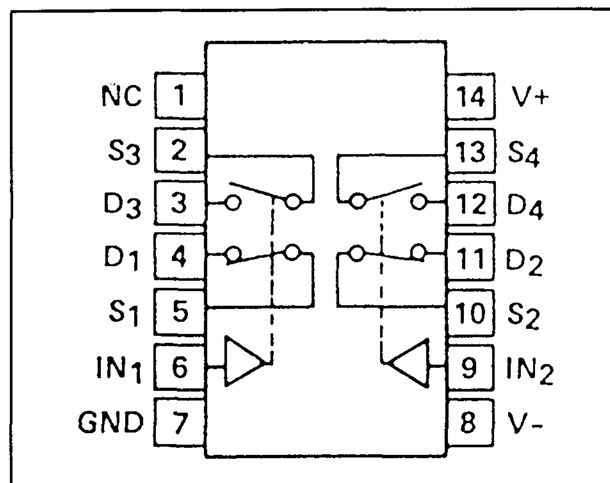
6.26 Schakelaar-IC's



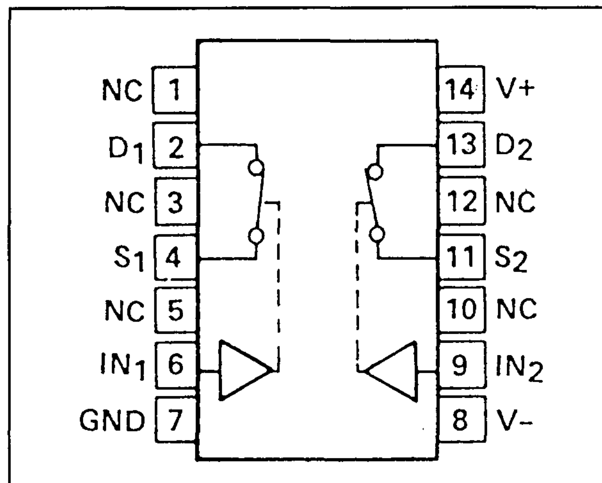
DG 303 2 x (2 → 2)



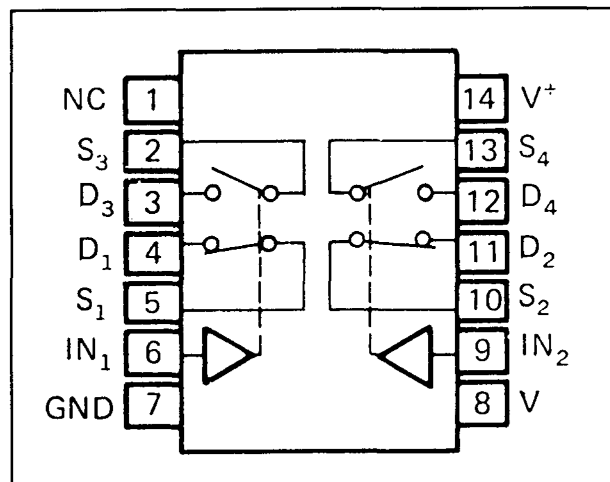
DG 304 2 x (1 → 1)



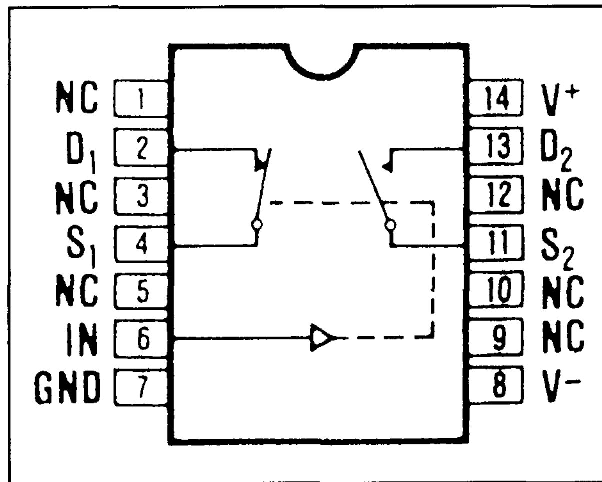
HI-303 2 x (2 → 2)



HI-304 2 x (1 → 1)

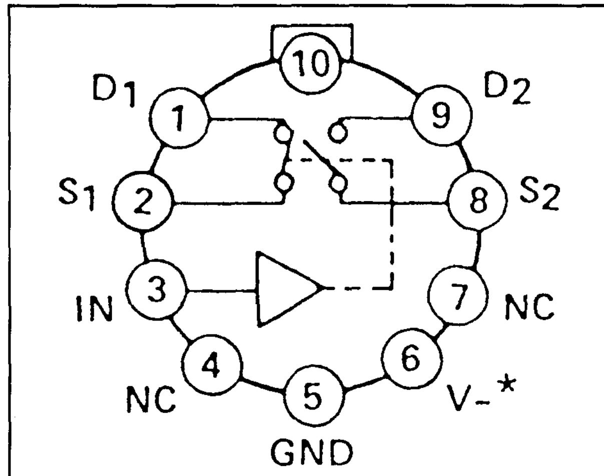


MP 303 2 x (2 → 2)

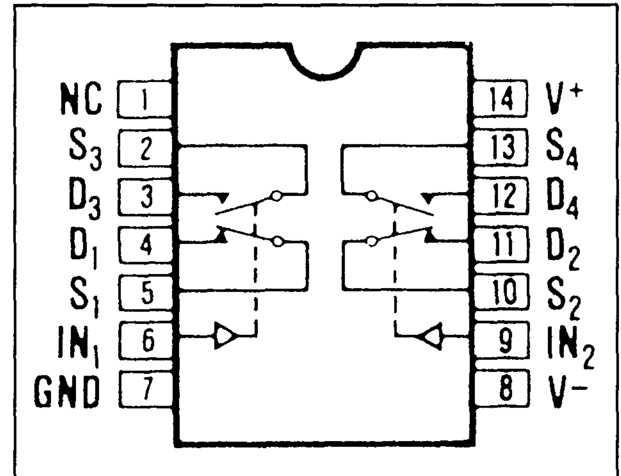


DG 305 1 x (2 → 2)

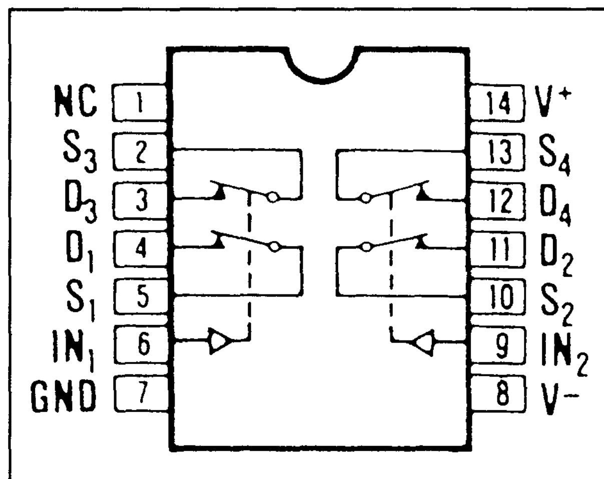
6.26 Schakelaar-IC's



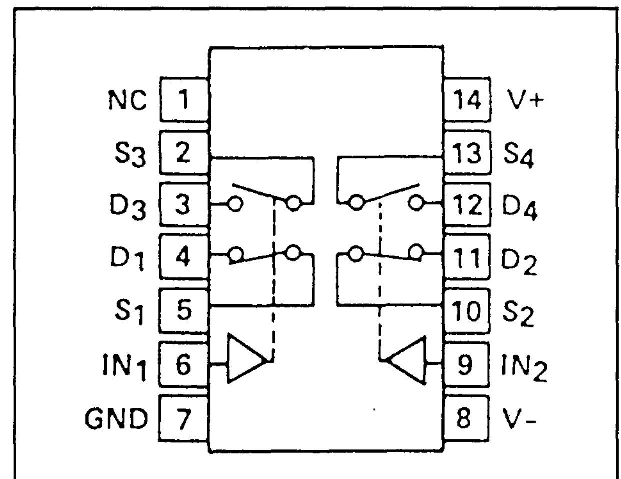
HI-305 1 x (2 → 2)



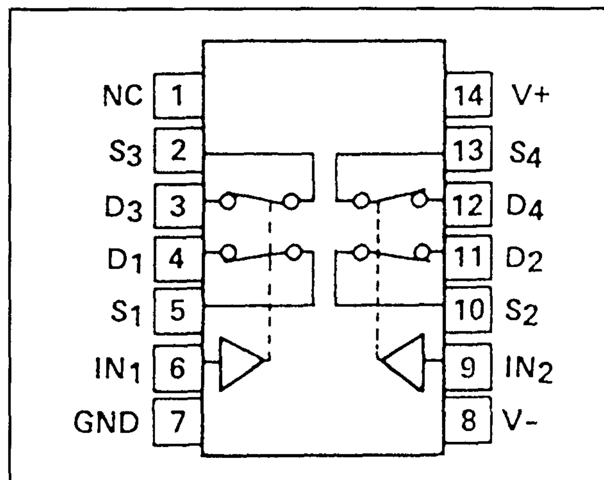
DG 307 2 x (2 → 2)



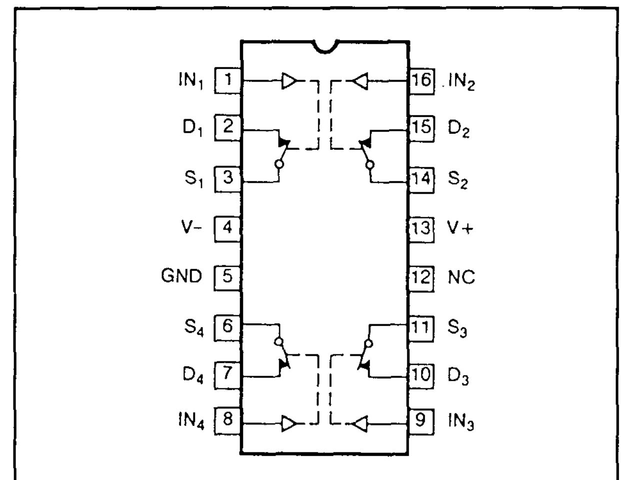
DG 306 2 x (2 → 2)



HI-307 2 x (2 → 2)

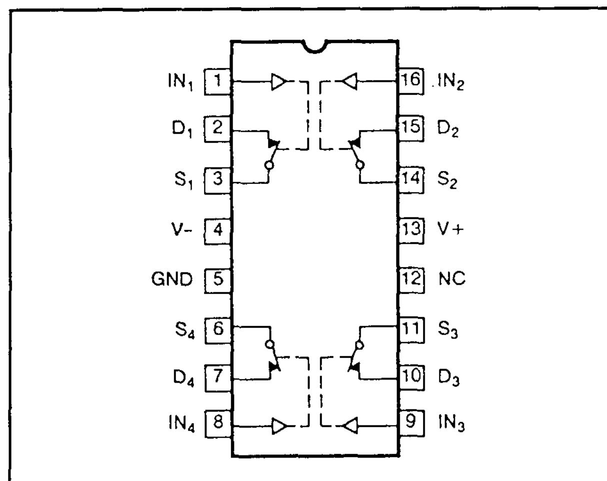


HI-306 2 x (2 → 2)

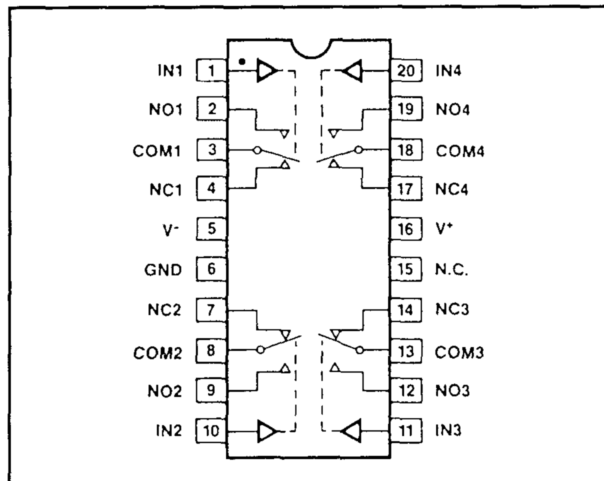


DG 308 4 x (1 → 1)

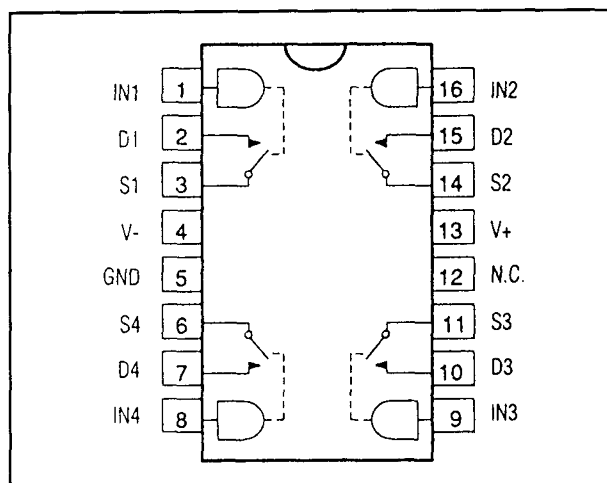
6.26 Schakelaar-IC's



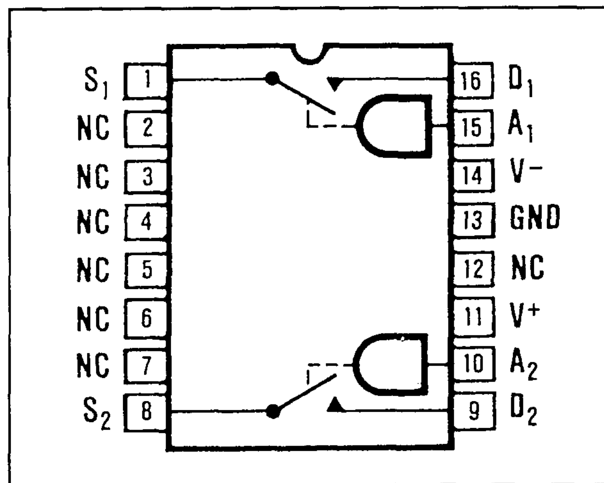
DG 309 4 x (1 → 1)



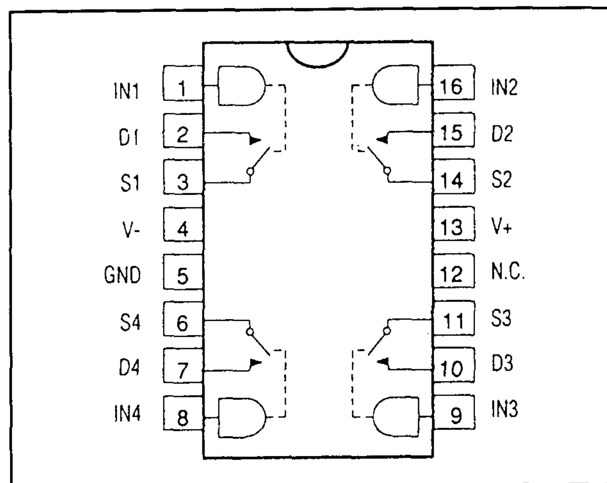
MAX 333 4 x (1 → 2)



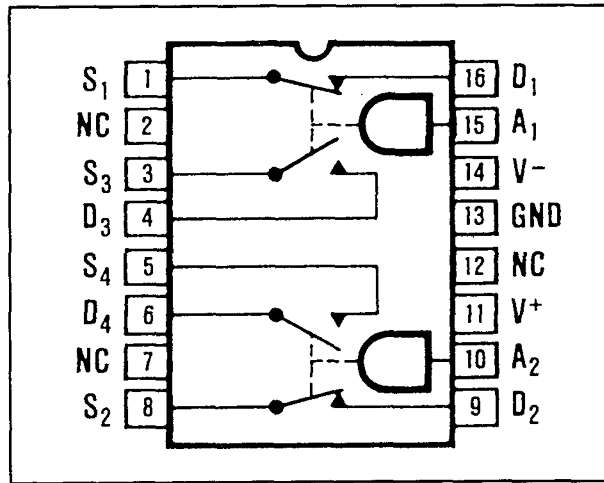
MAX 326 4 x (1 → 1)



MAX 341 2 x (1 → 1)

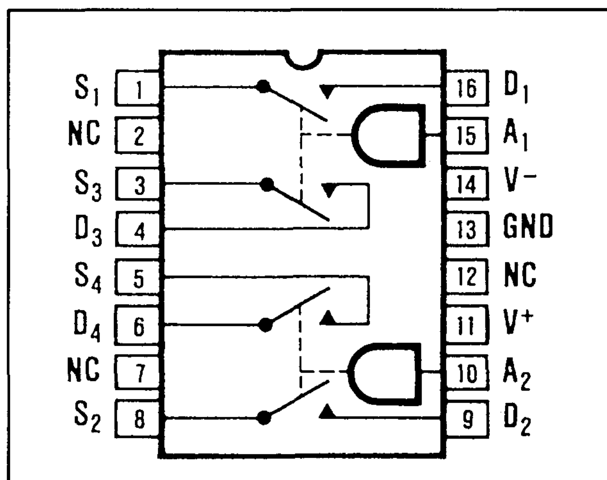


MAX 327 4 x (1 → 1)

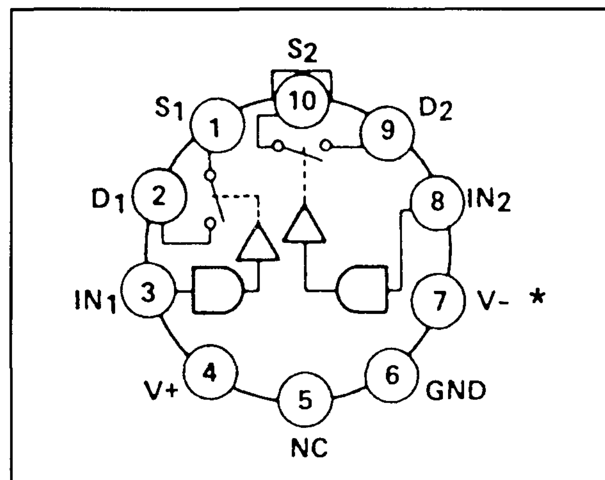


MAX 343 2 x (2 → 2)

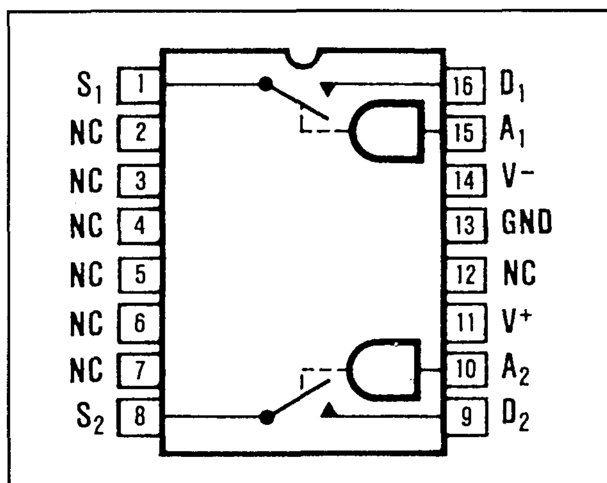
6.26 Schakelaar-IC's



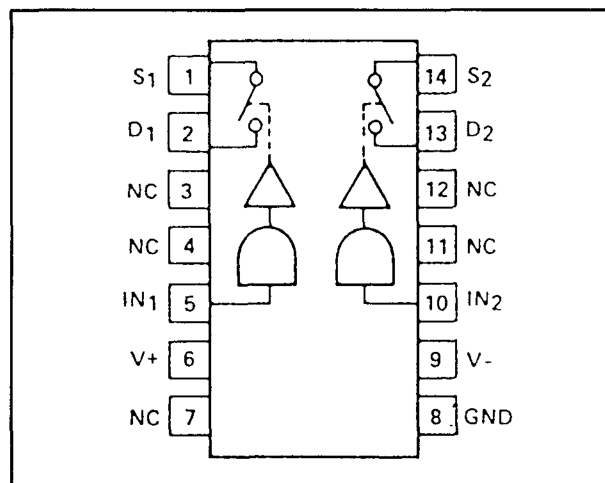
MAX 345 2 x (2 → 2)



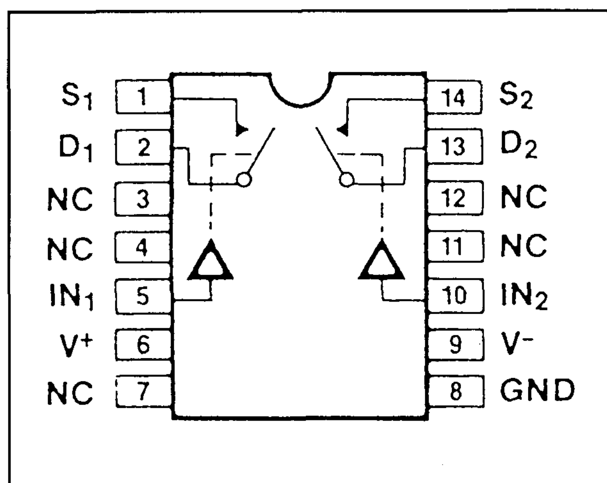
HI-381 2 x (1 → 1)



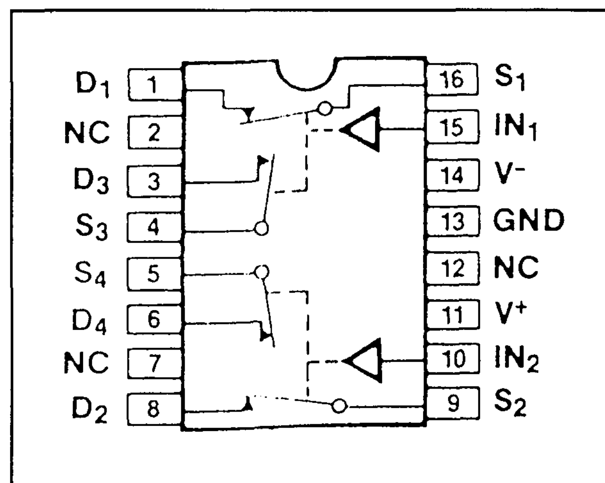
MAX 348 2 x (1 → 1)



HI-381 2 x (1 → 1)

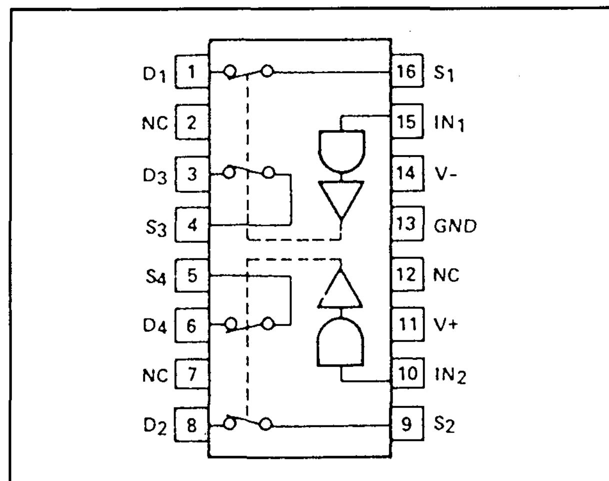


DG 381 2 x (1 → 1)

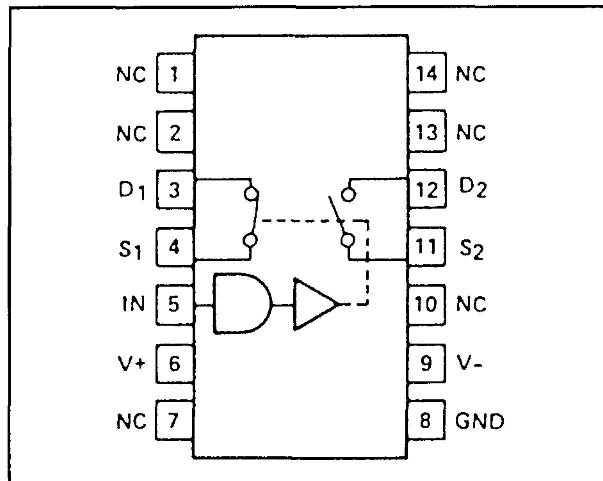


DG 384 2 x (2 → 2)

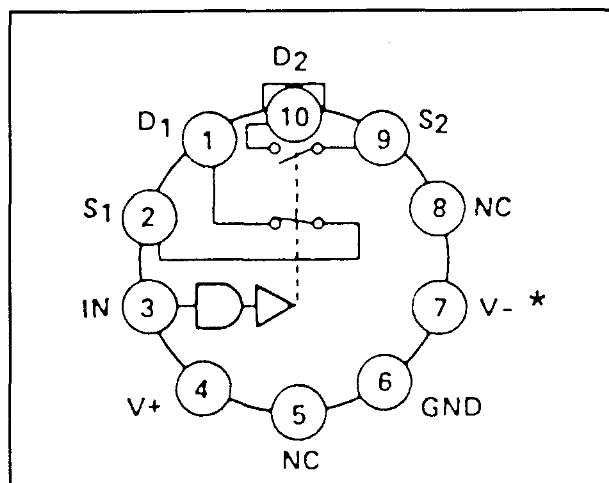
6.26 Schakelaar-IC's



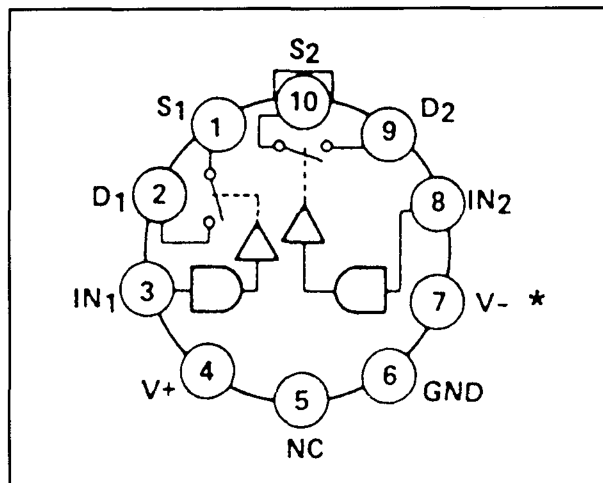
HI-384 2 x (2 → 2)



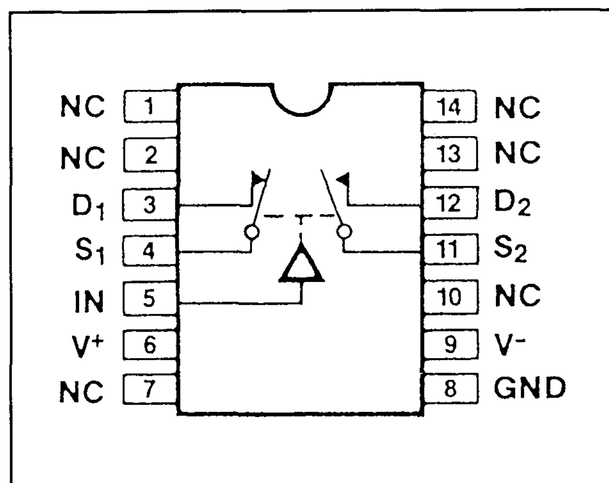
HI-387 1 x (2 → 2)



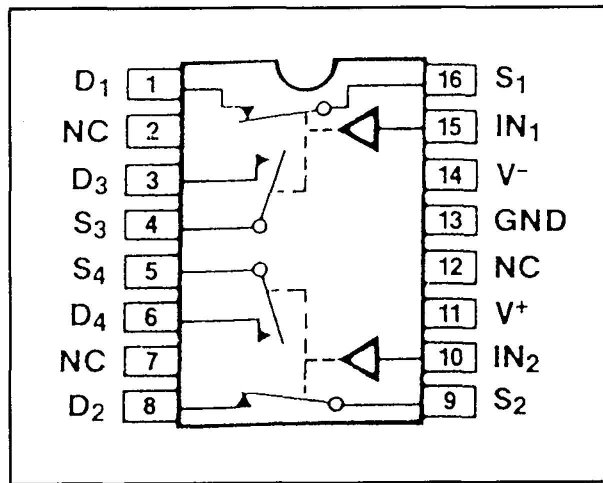
HI-387 1 x (2 → 2)



HI-387 1 x (2 → 2)

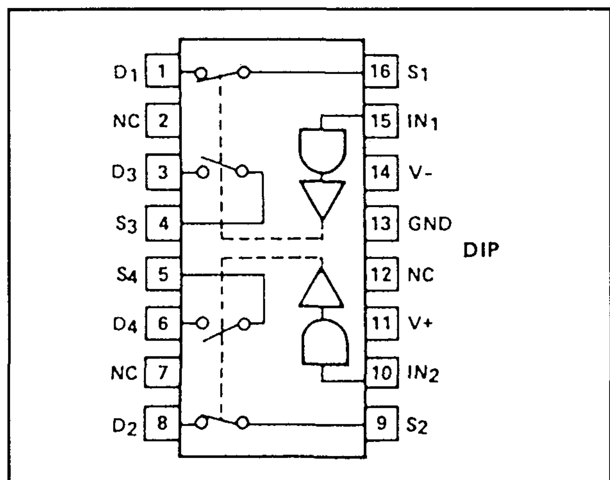


DG 387 1 x (2 → 2)

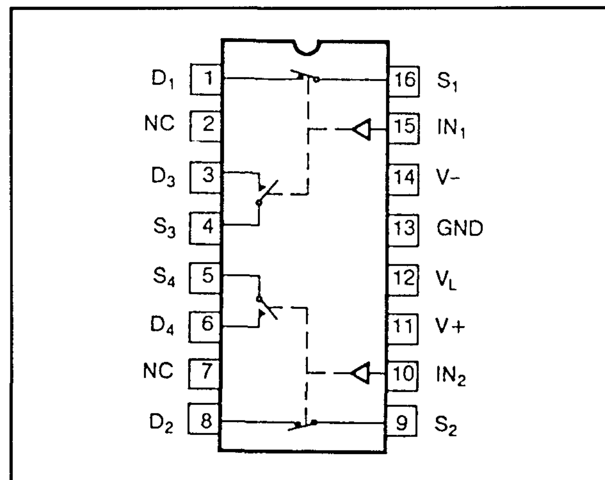


DG 390 2 x (2 → 2)

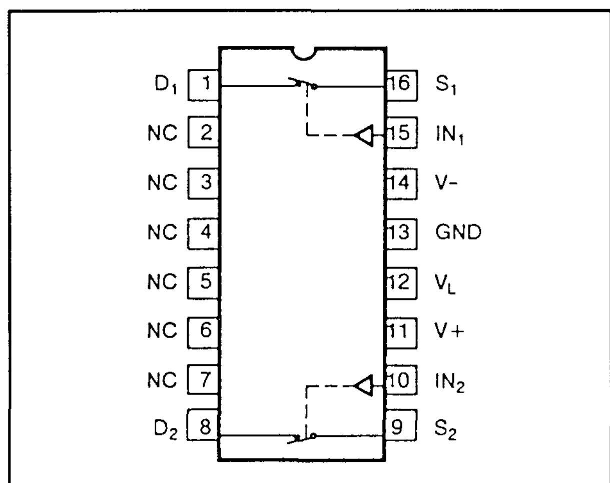
6.26 Schakelaar-IC's



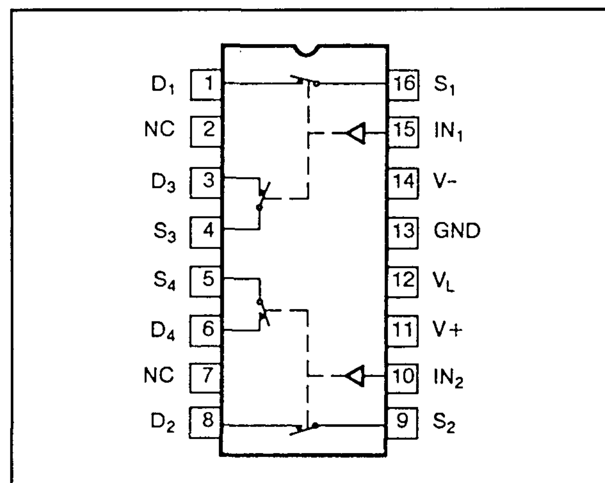
HI-390 2 x (2 → 2)



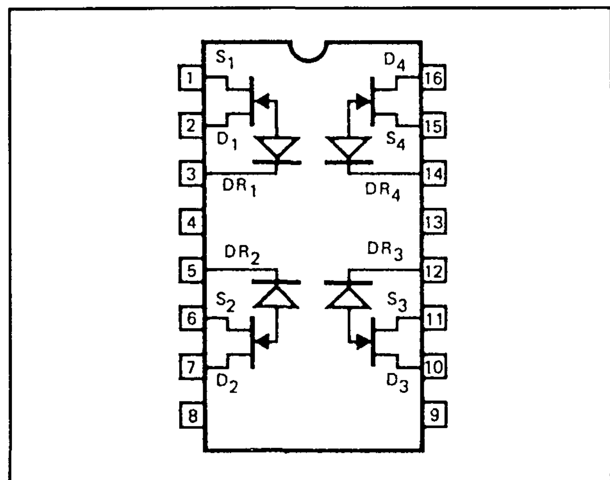
DG 403 2 x (2 → 2)



DG 401 2 x (1 → 1)

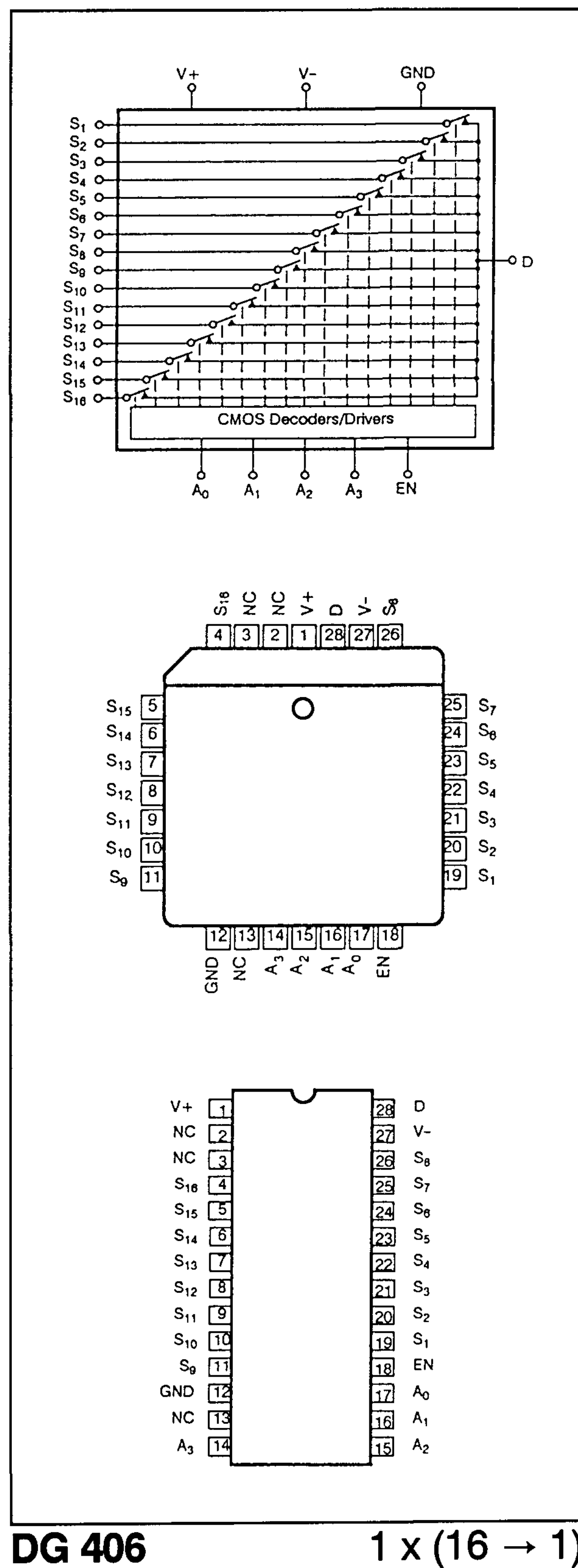


DG 405 2 x (2 → 2)

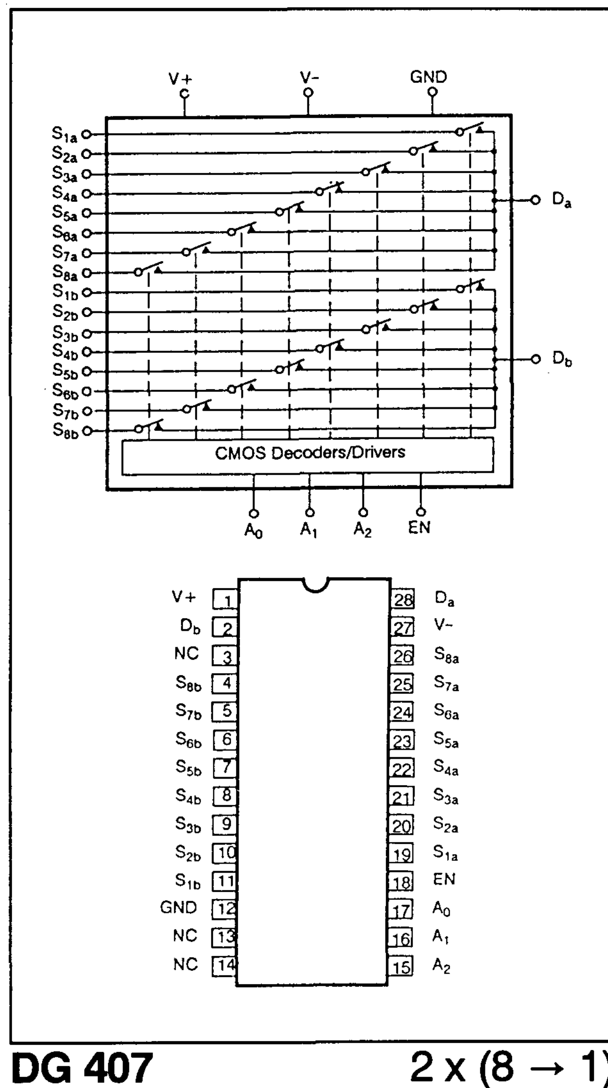


IH 401 4 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

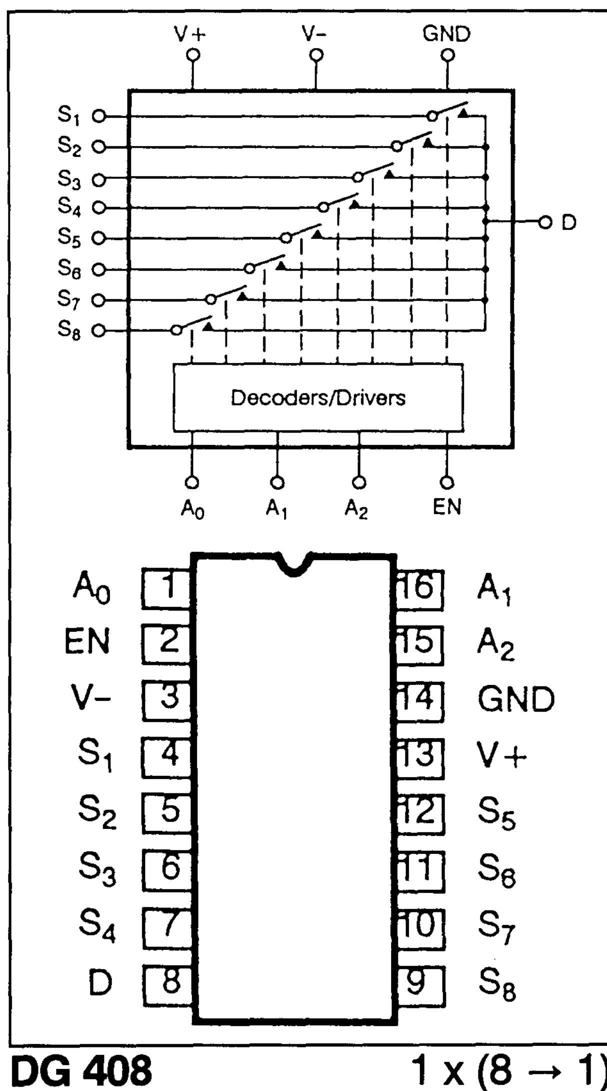


DG 406 1 x (16 → 1)

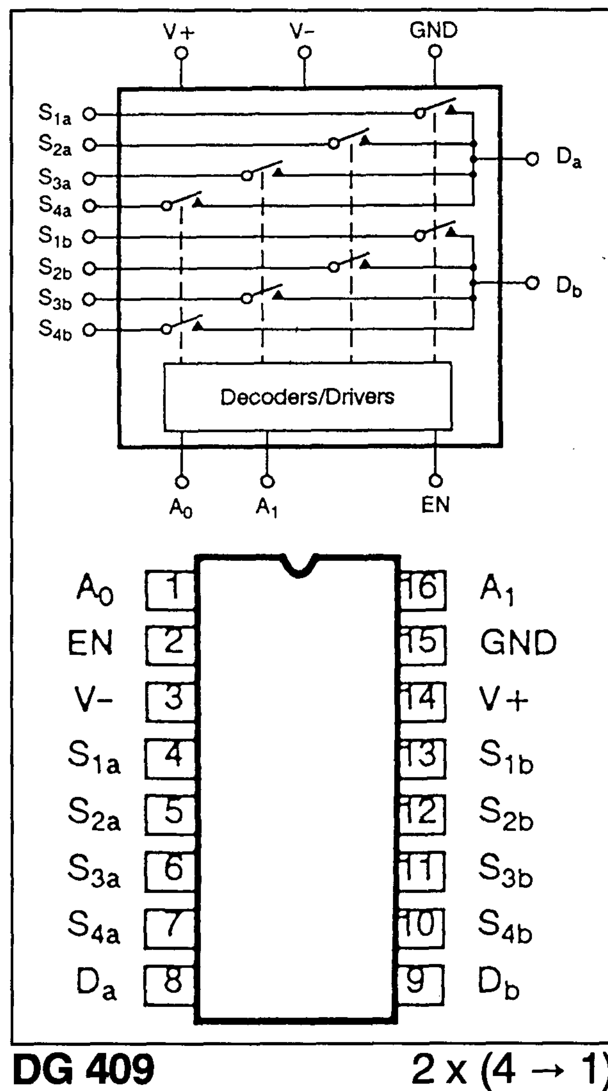


DG 407 2 x (8 → 1)

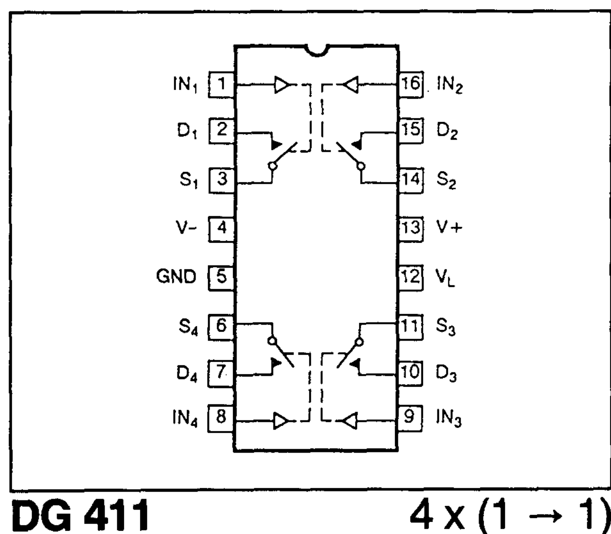
6.26 Schakelaar-IC's



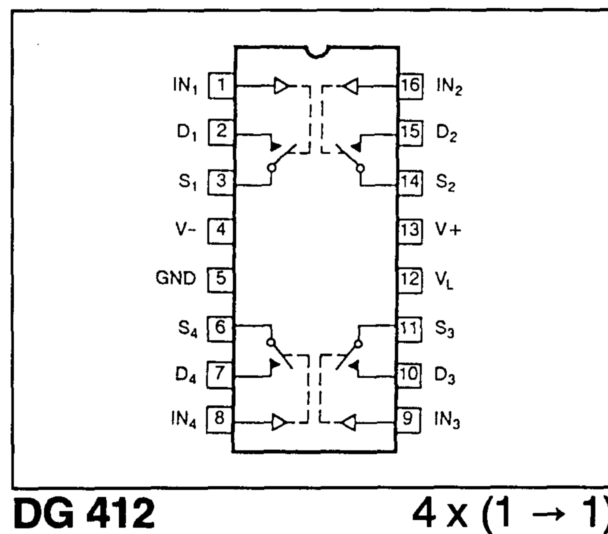
DG 408 1 x (8 → 1)



DG 409 2 x (4 → 1)

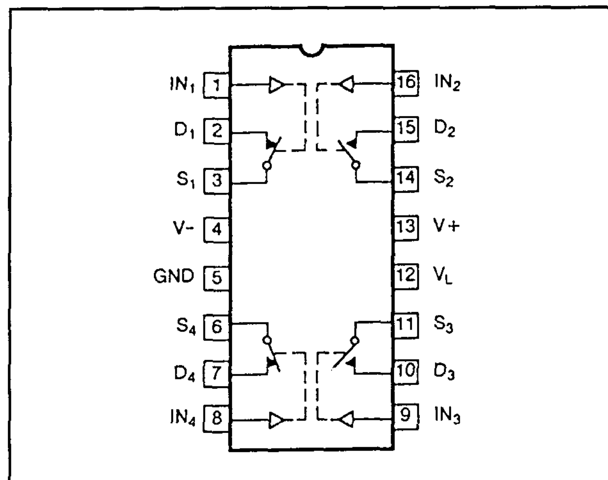


DG 411 4 x (1 → 1)

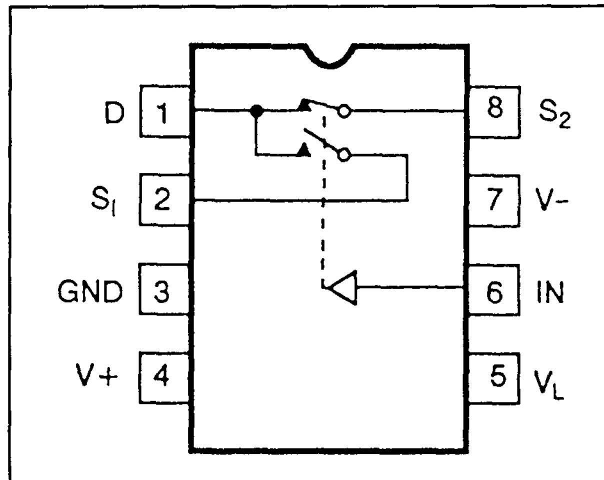


DG 412 4 x (1 → 1)

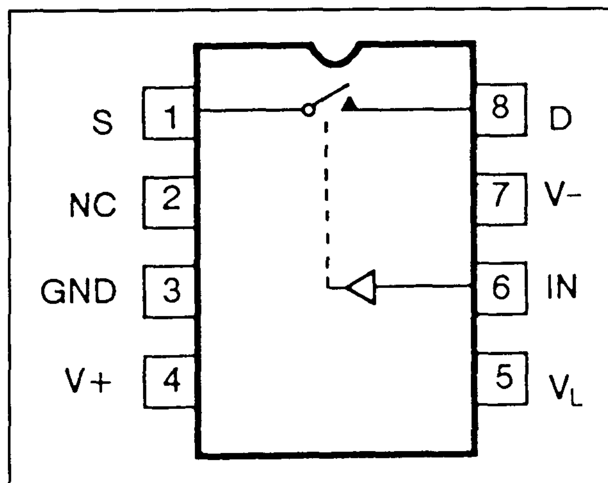
6.26 Schakelaar-IC's



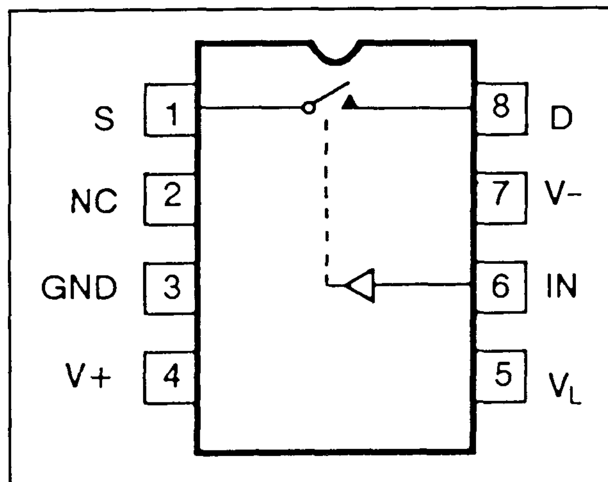
DG 413 4 x (1 → 1)



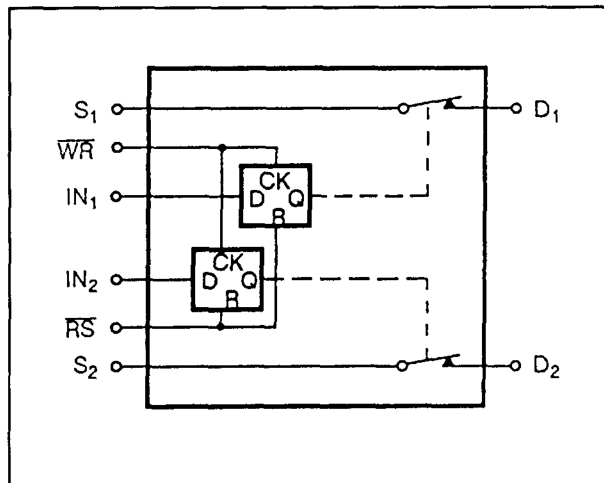
DG 419 1 x (2 → 1)



DG 417 1 x (1 → 1)

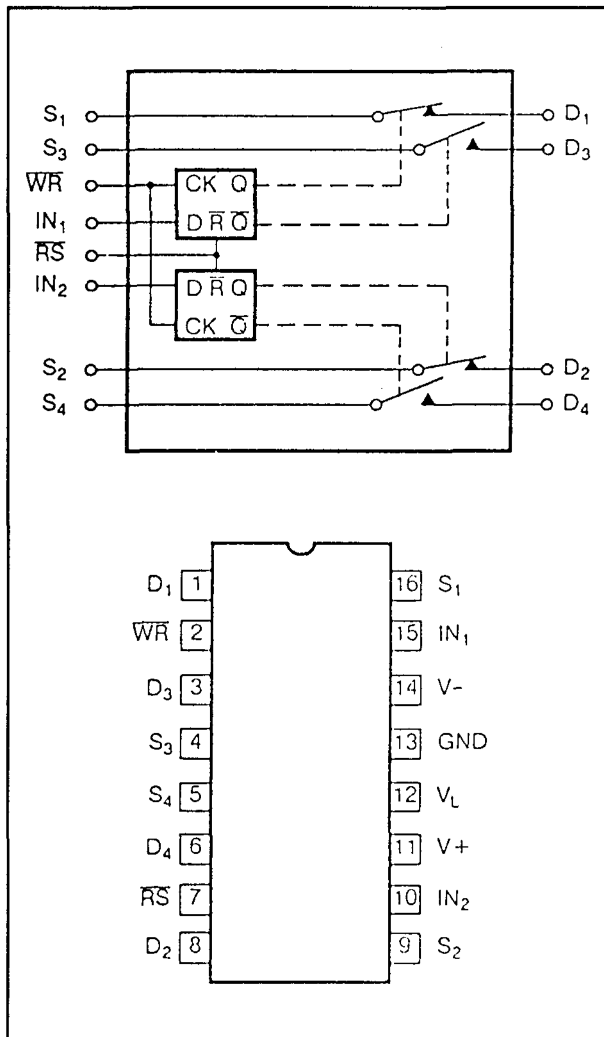


DG 418 1 x (1 → 1)

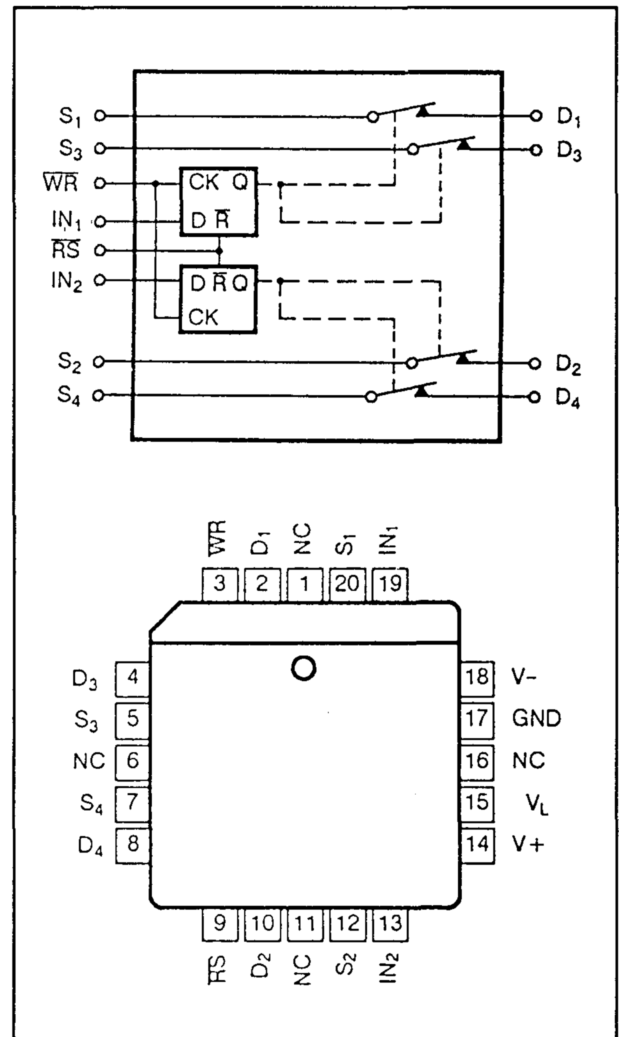


DG 412 2 x (1 → 1), latched

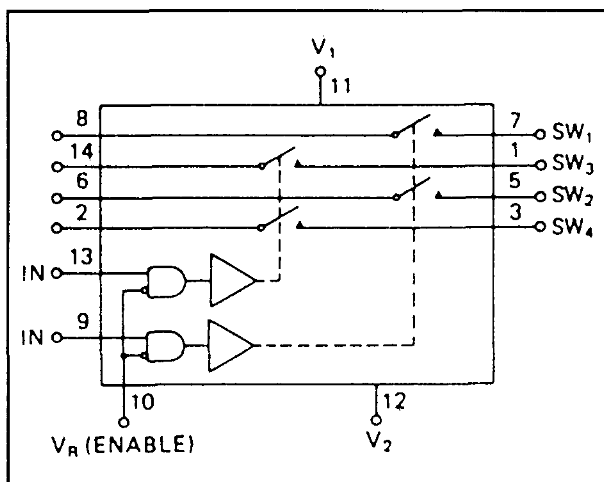
6.26 Schakelaar-IC's



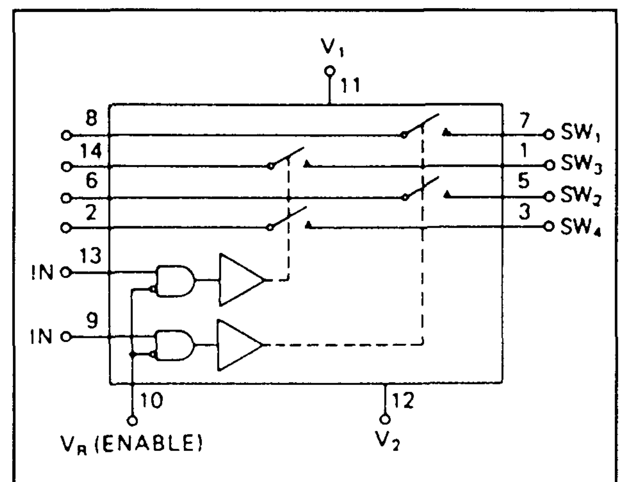
DG 423 2 x (2 → 2), latched



DG 425 2 x (2 → 2), latched

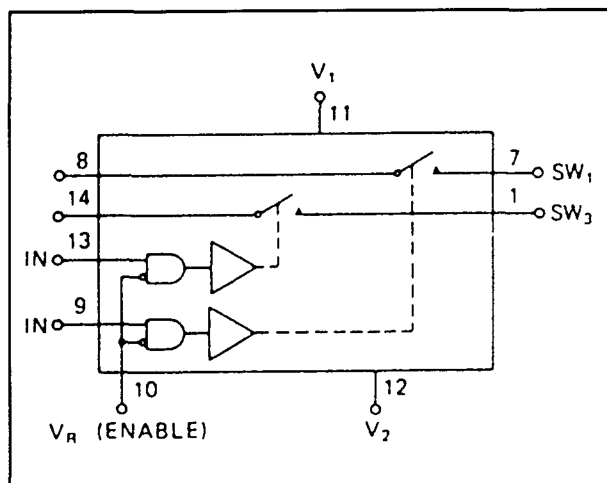


DG 429 2 x (2 → 2)

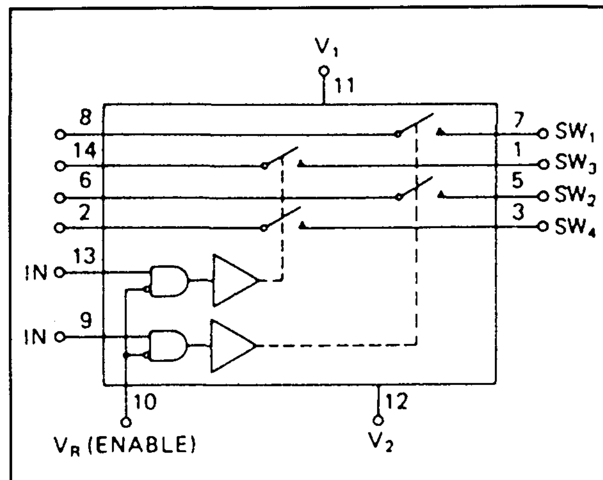


DG 426 2 x (2 → 2)

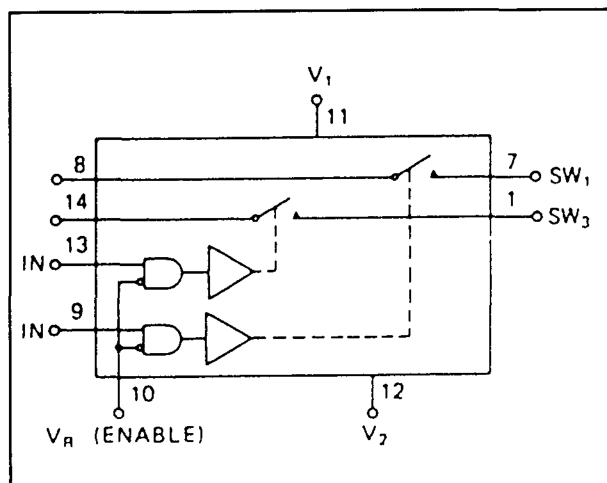
6.26 Schakelaar-IC's



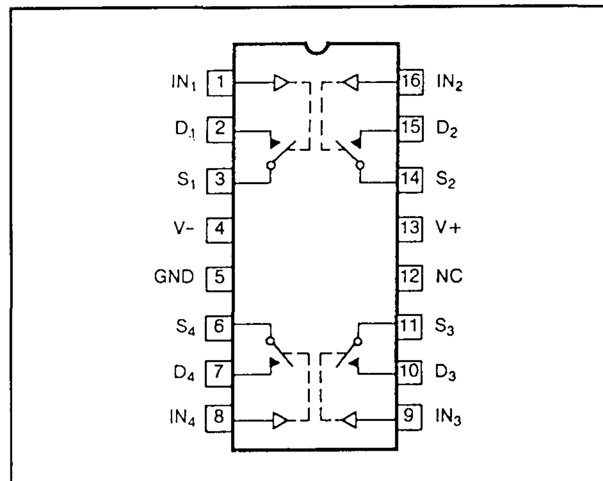
DG 433 2 x (1 → 1)



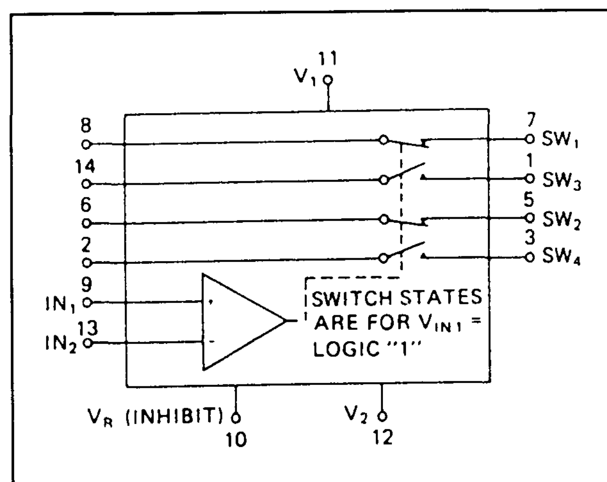
DG 440 2 x (2 → 2)



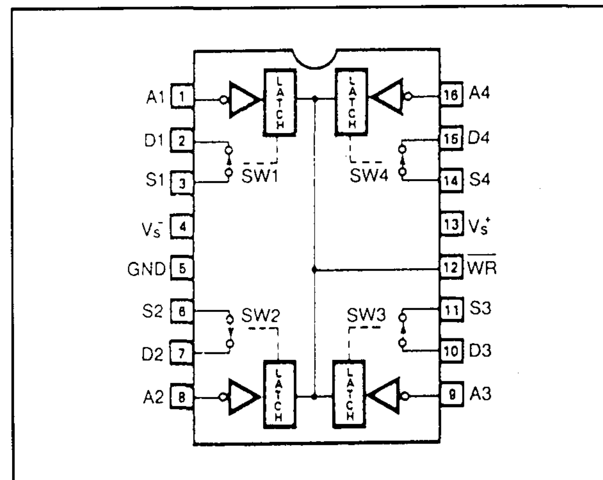
DG 434 2 x (1 → 1)



DG 441 4 x (1 → 1)

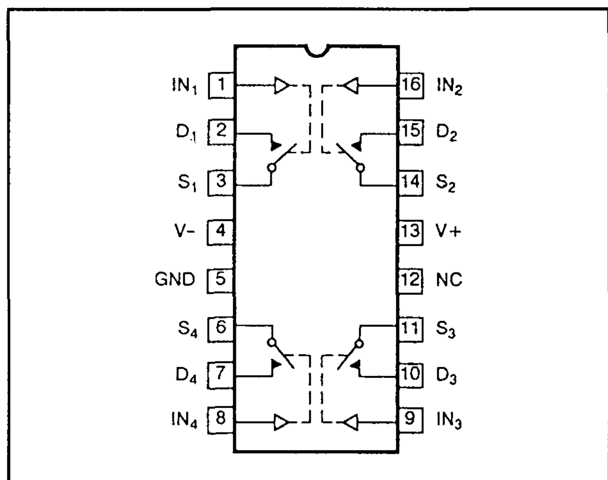


DG 439 1 x (4 → 4)

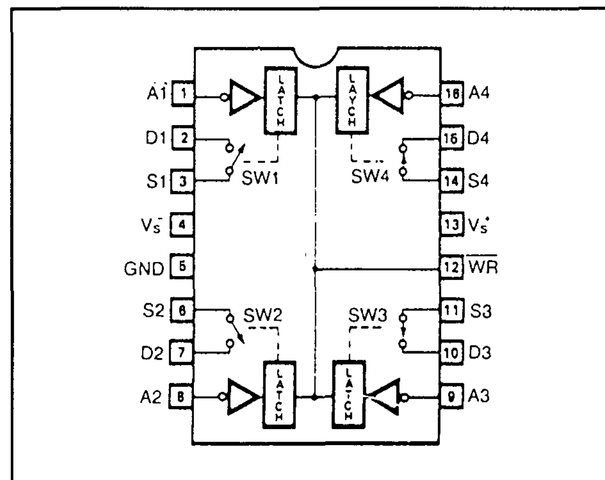


TSC 441 4 x (1 → 1), latched

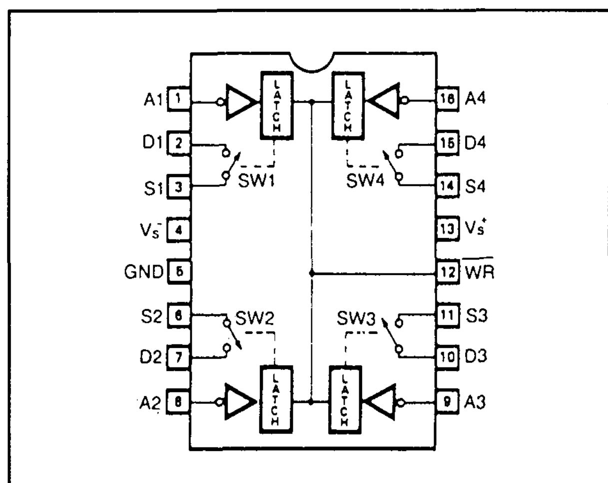
6.26 Schakelaar-IC's



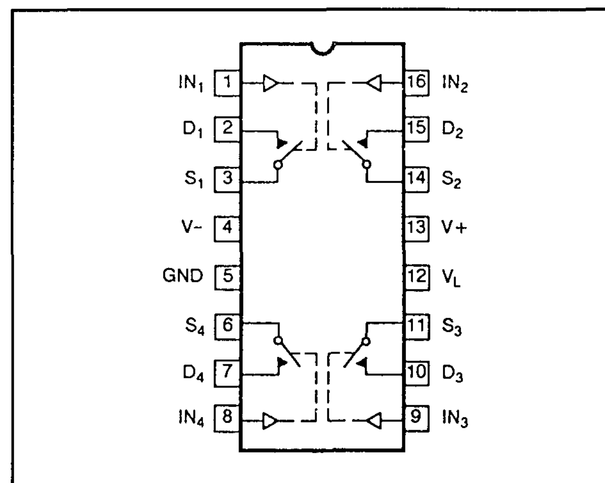
DG 442 4 x (1 → 1)



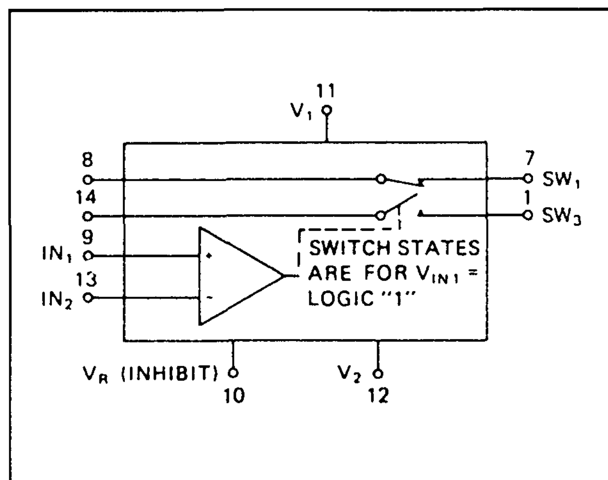
TSC 443 4 x (1 → 1), latched



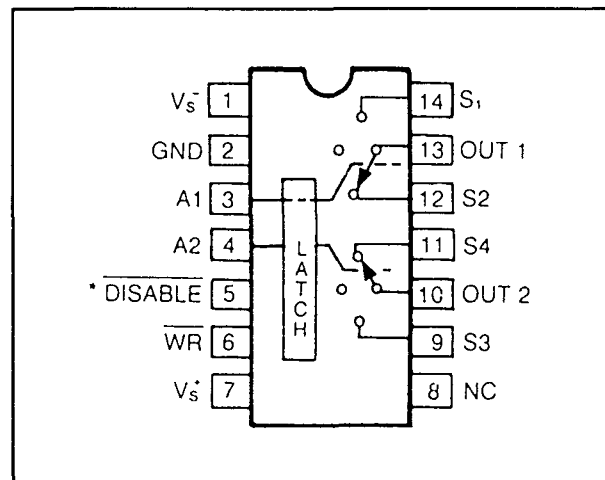
TSC 442 4 x (1 → 1), latched



DG 444 4 x (1 → 1)

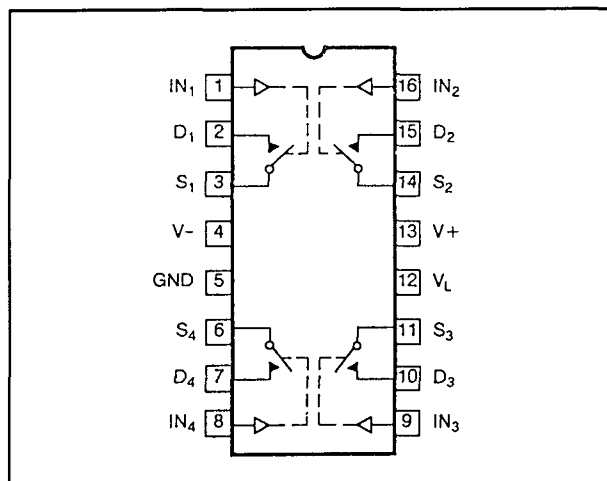


DG 443 1 x (2 → 2)

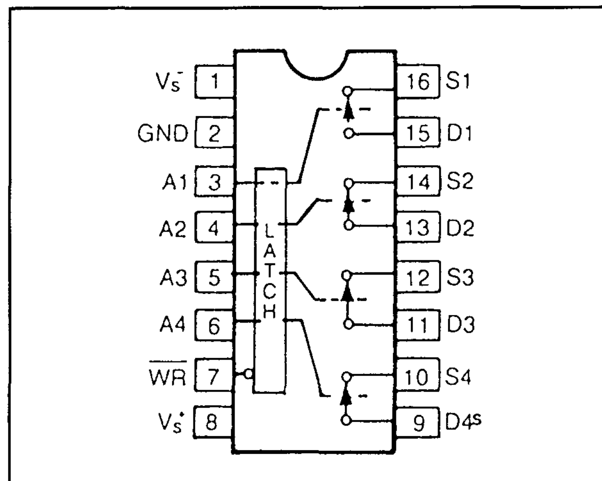


TSC 444 2 x (2 → 1), latched

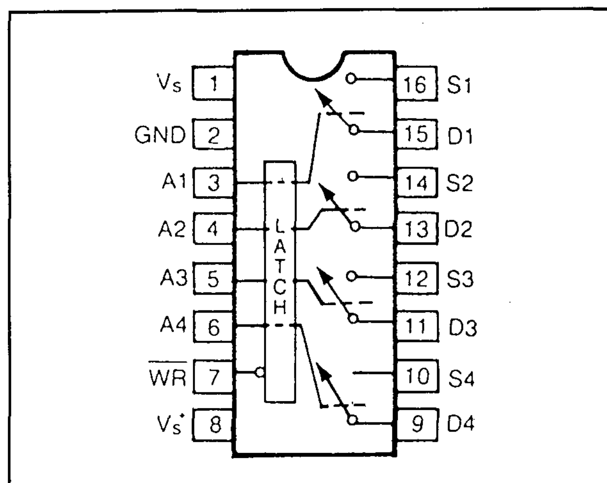
6.26 Schakelaar-IC's



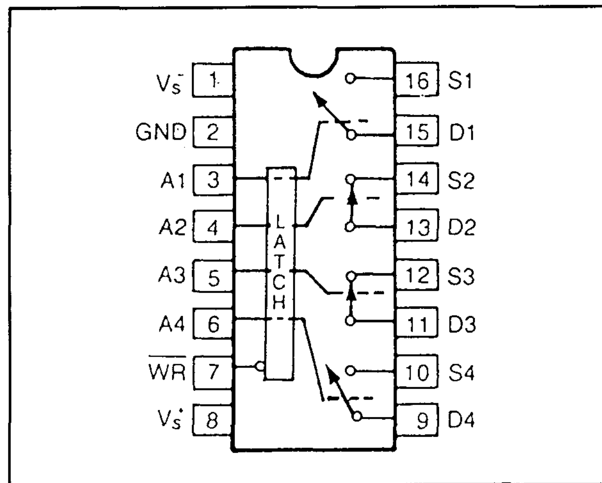
DG 445 4 x (1 → 1)



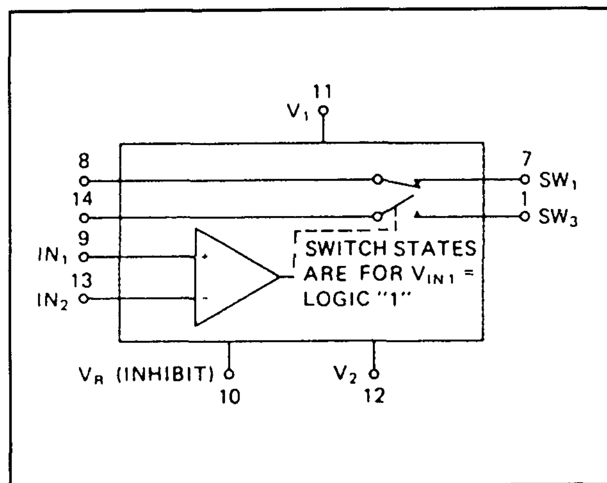
TSC 446 4 x (1 → 1), latched



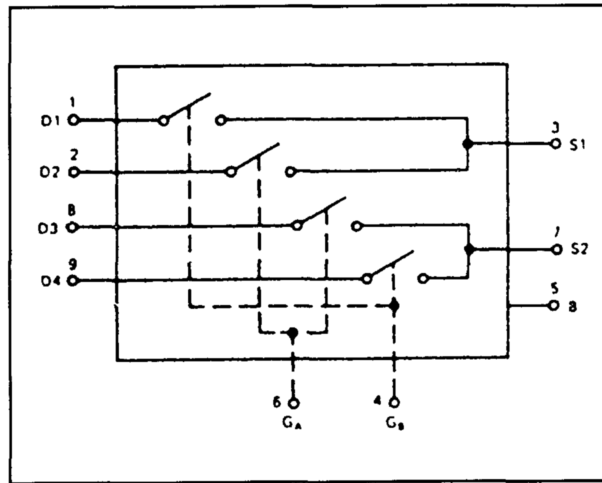
TSC 445 4 x (1 → 1), latched



TSC 447 4 x (1 → 1), latched

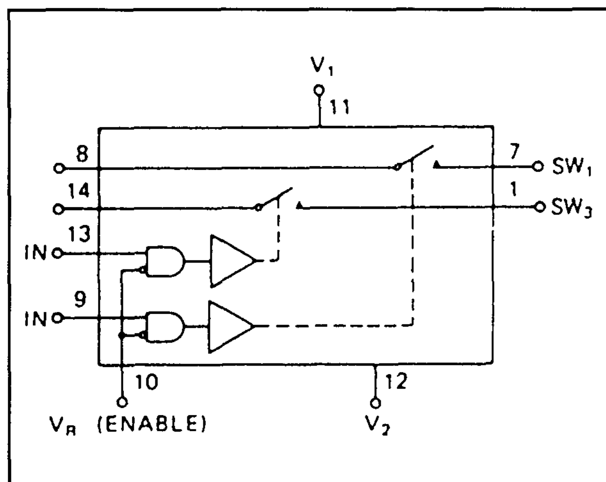


DG 446 1 x (2 → 2)

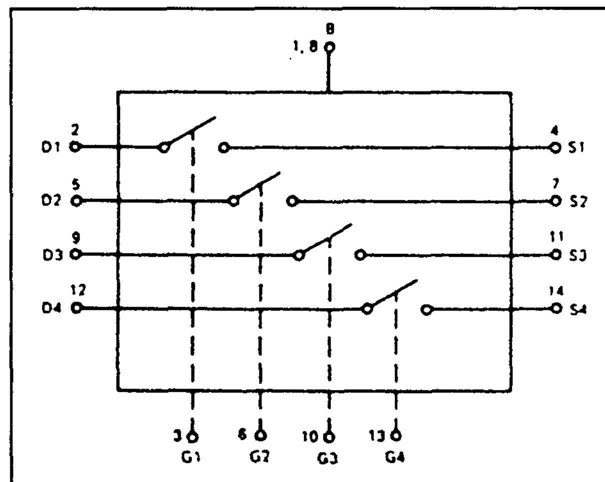


MM 450 2 x (2 → 1)

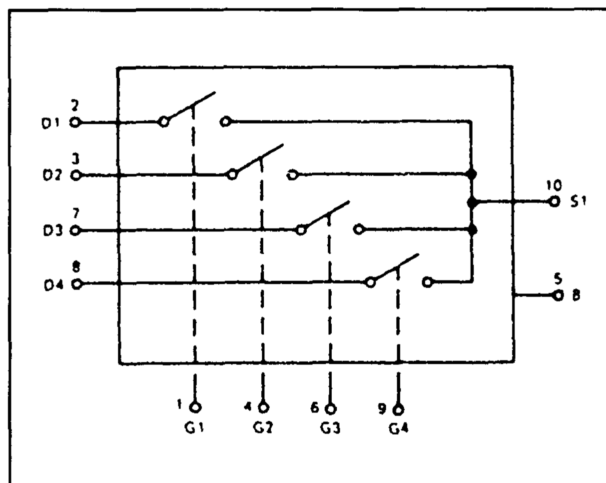
6.26 Schakelaar-IC's



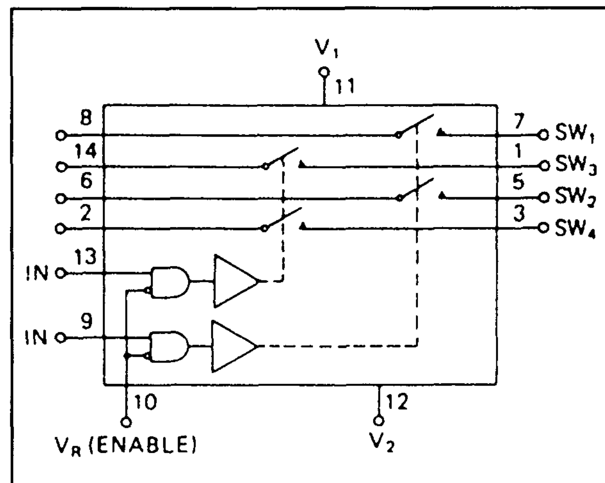
DG 451 2 x (1 → 1)



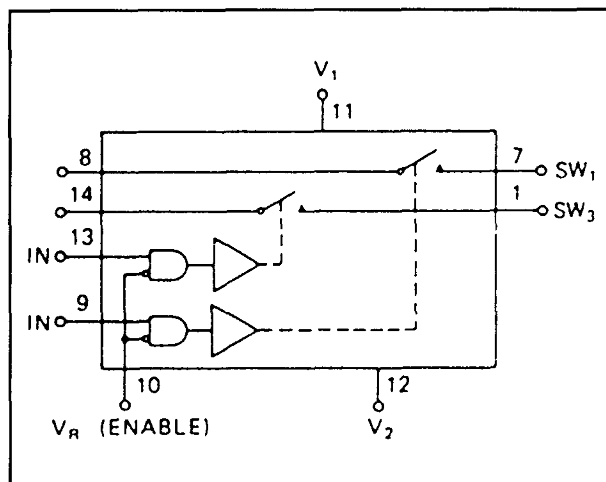
MM 452 4 x (1 → 1)



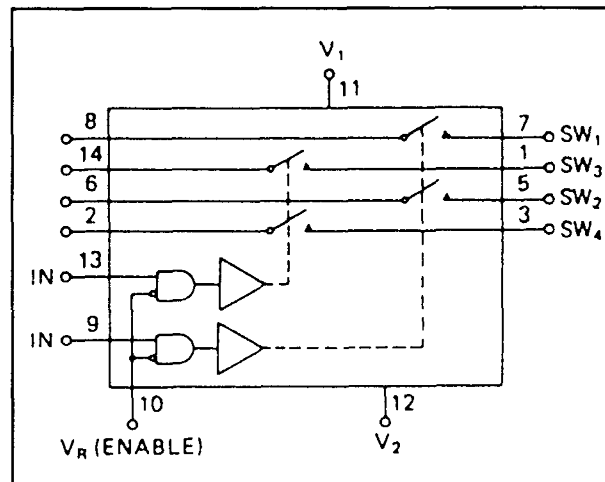
MM 451 1 x (4 → 1)



DG 453 2 x (2 → 2)

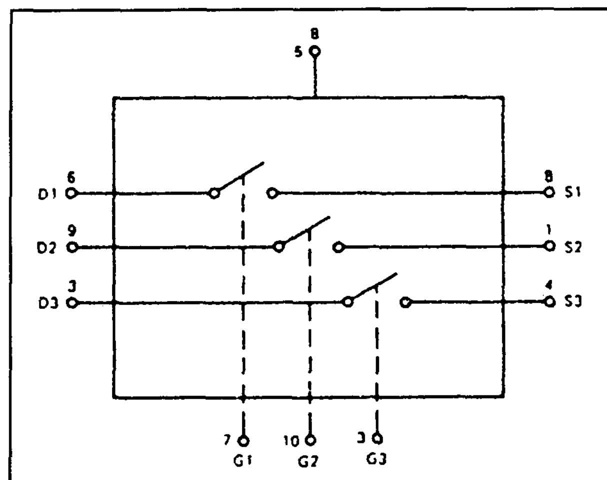


DG 452 2 x (1 → 1)

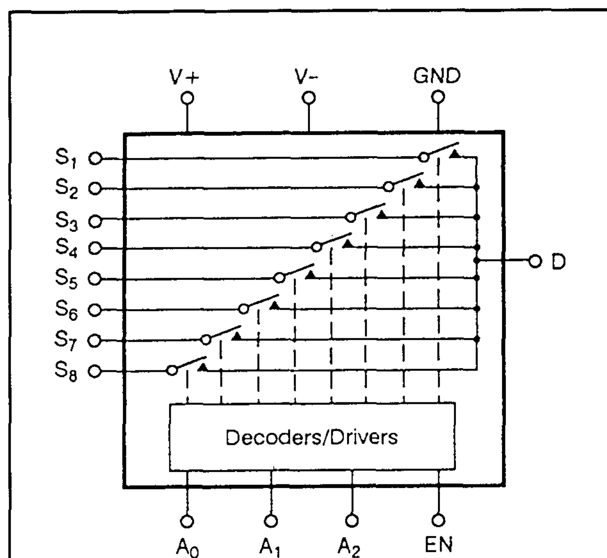


DG 454 2 x (2 → 2)

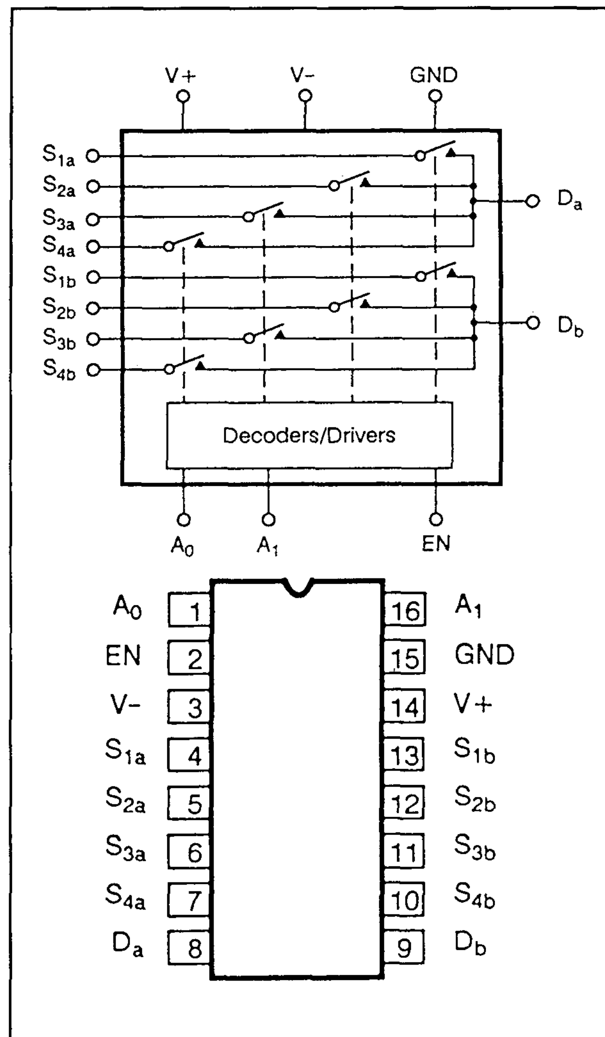
6.26 Schakelaar-IC's



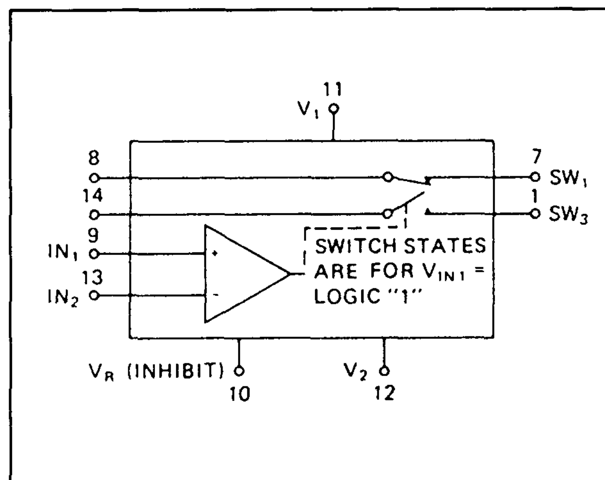
MM 455 3 x (1 → 1)



DG 458 1 x (8 → 1)

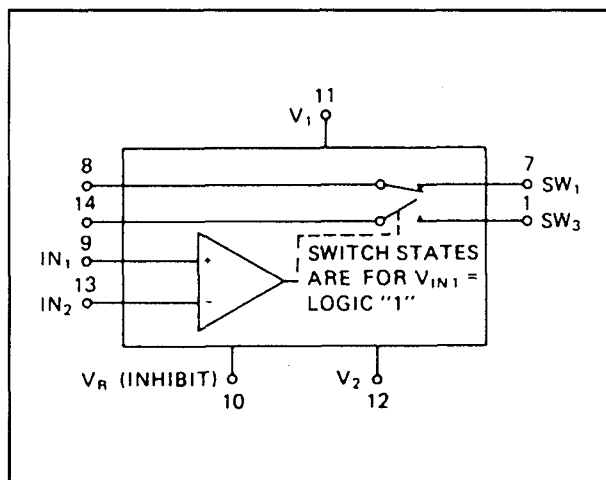


DG 459 2 x (4 → 1)

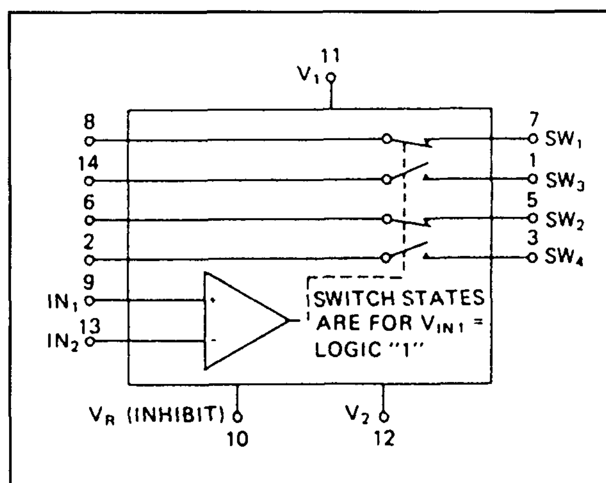


DG 461 1 x (2 → 2)

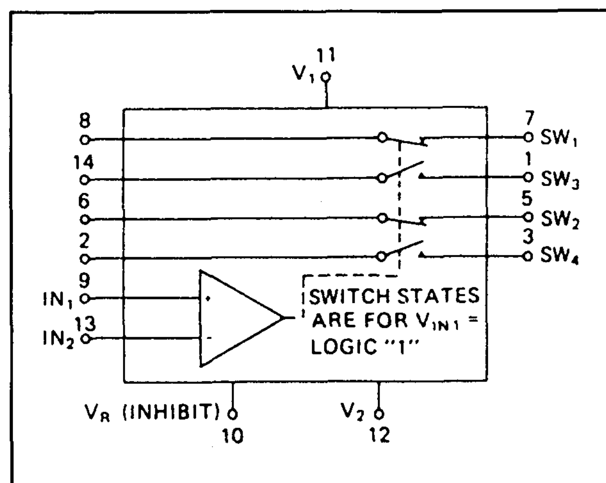
6.26 Schakelaar-IC's



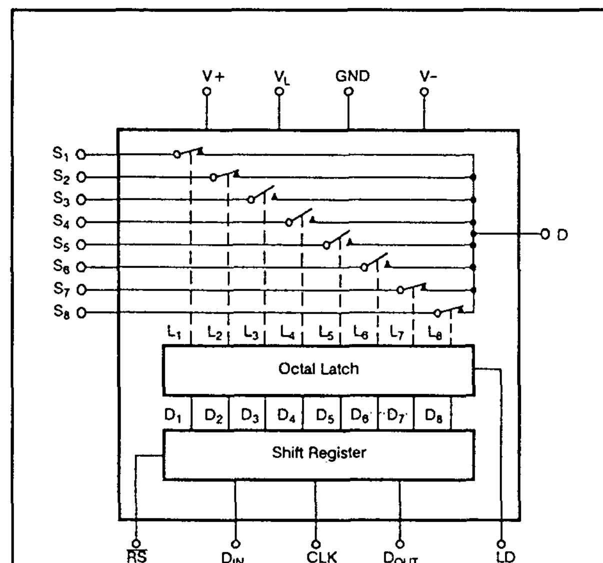
DG 462 1 x (2 → 2)

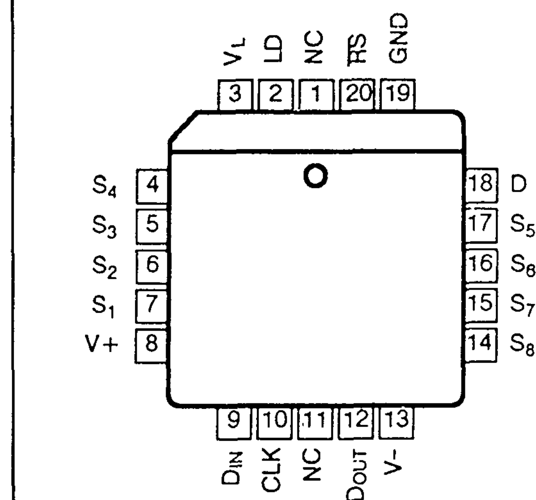


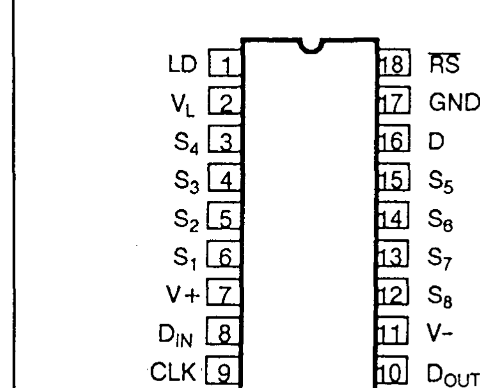
DG 463 1 x (4 → 4)



DG 464 1 x (4 → 4)

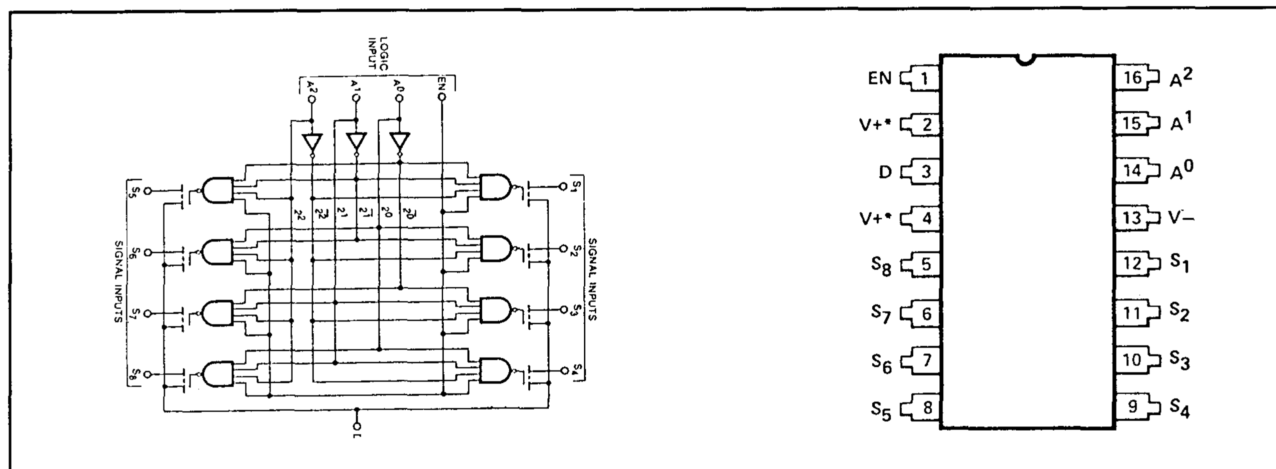




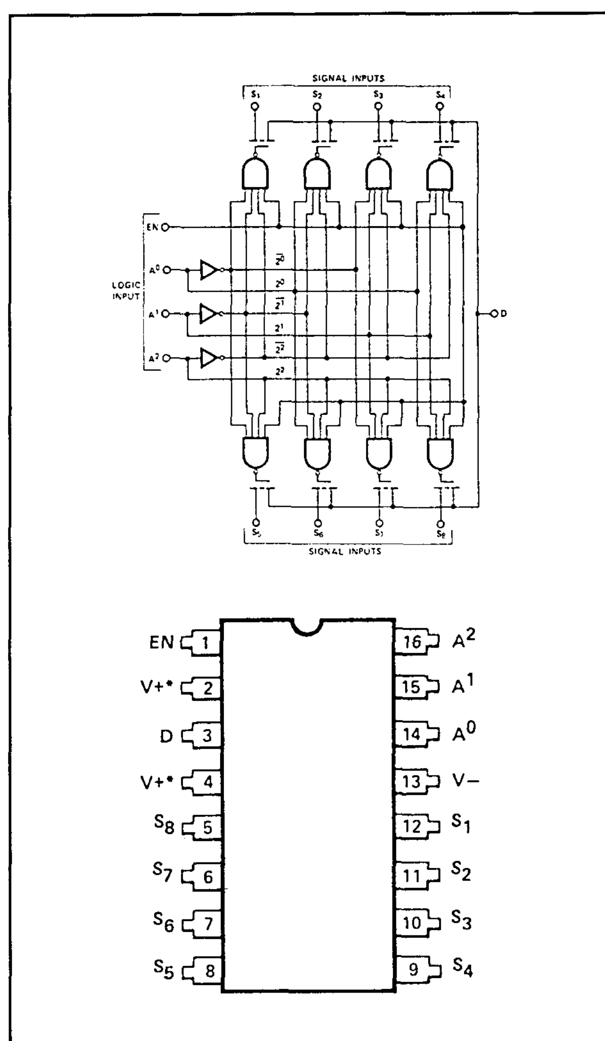


DG 485 1 x (8 → 1), latched

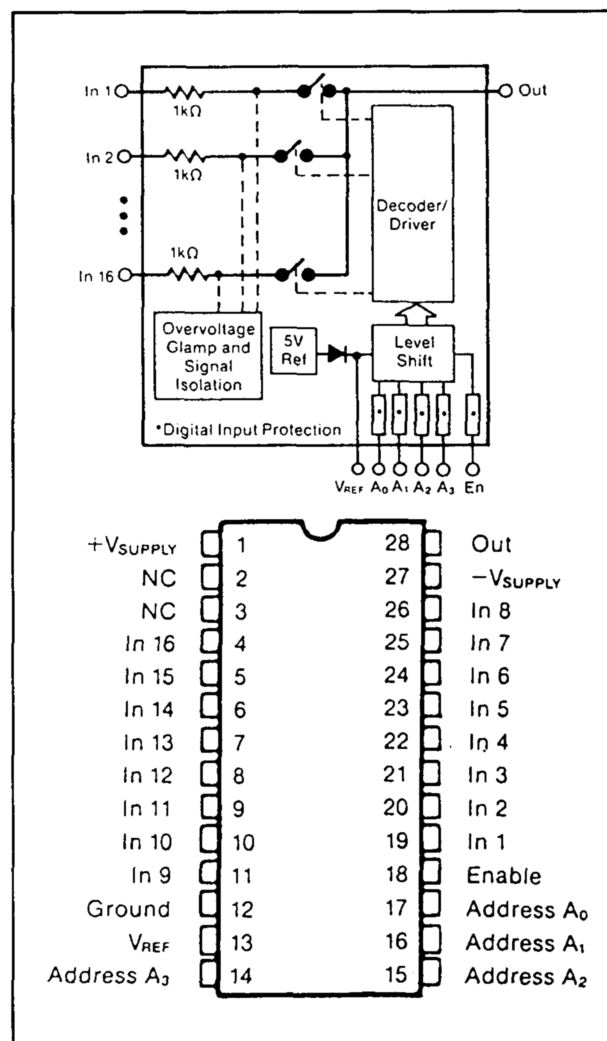
6.26 Schakelaar-IC's



DG 501 1 x (8 → 1)

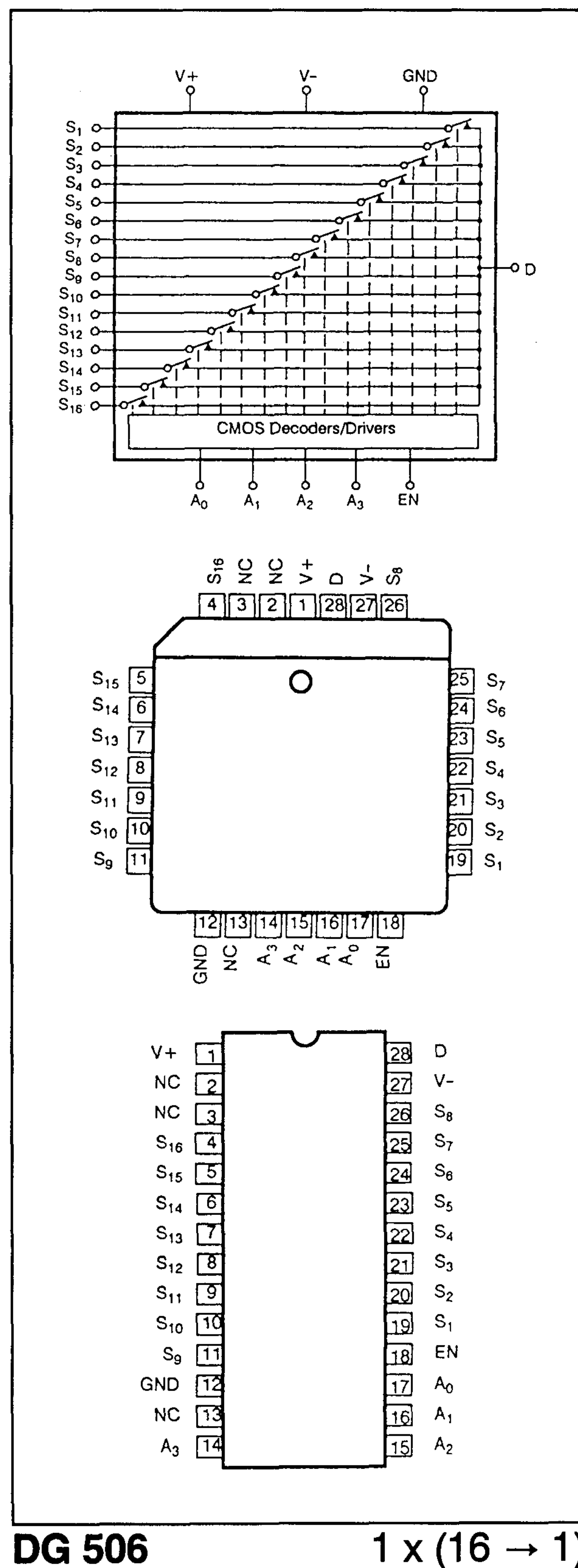


DG 503 1 x (8 → 1)

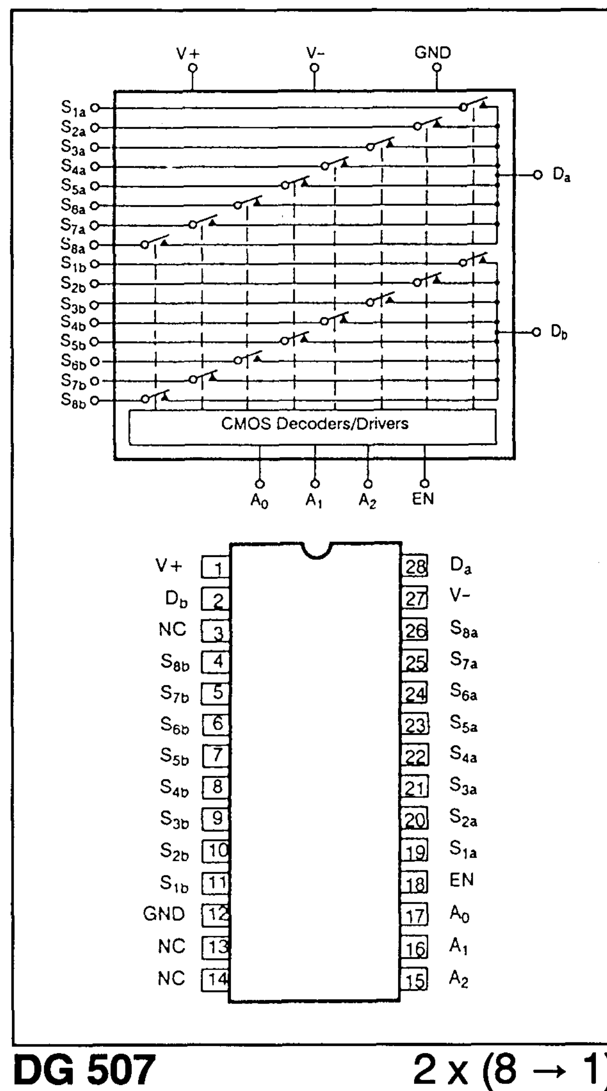


HI-506 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

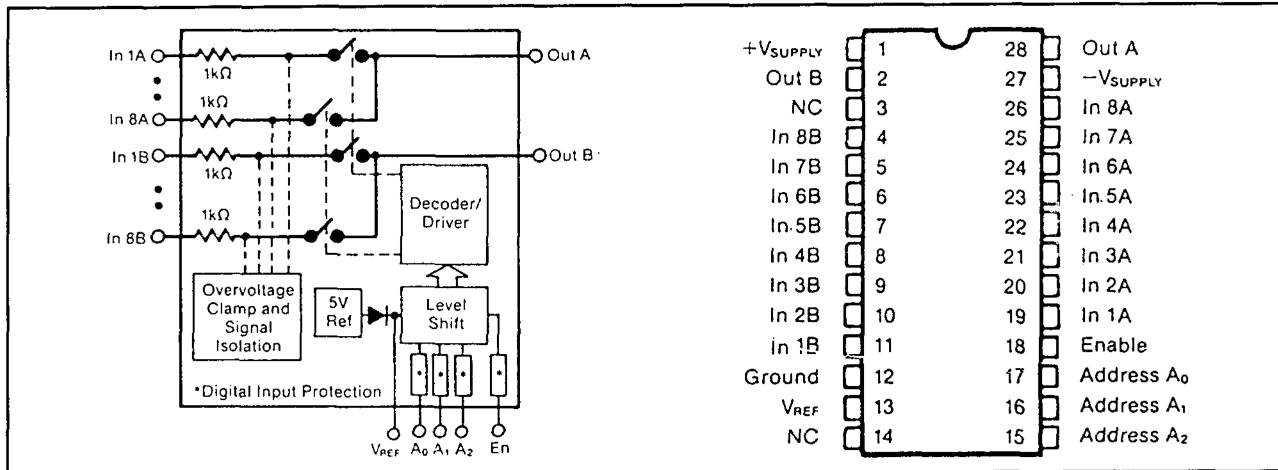


DG 506 1 x (16 → 1)

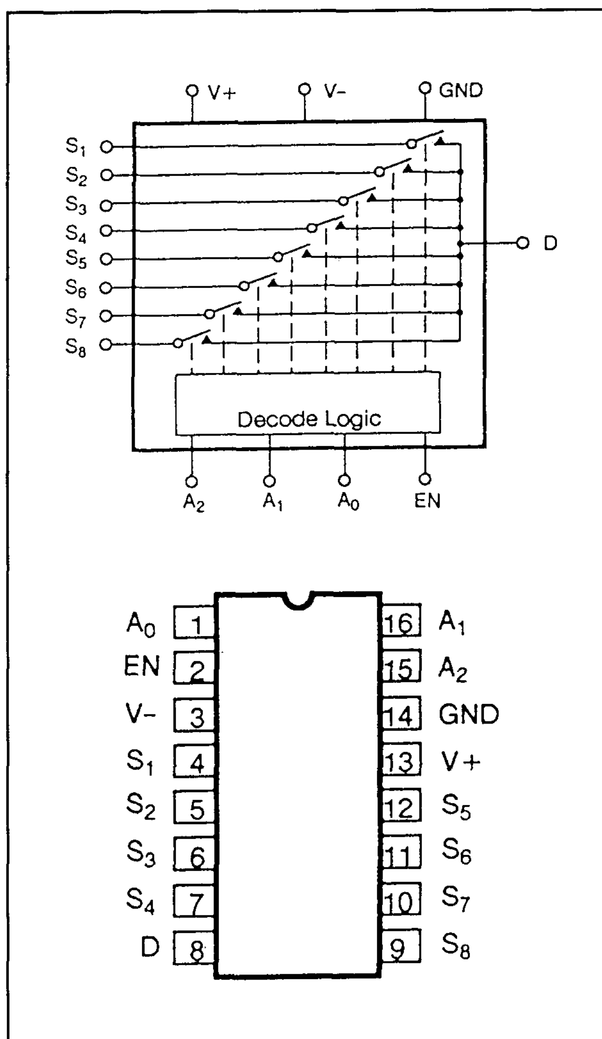


DG 507 2 x (8 → 1)

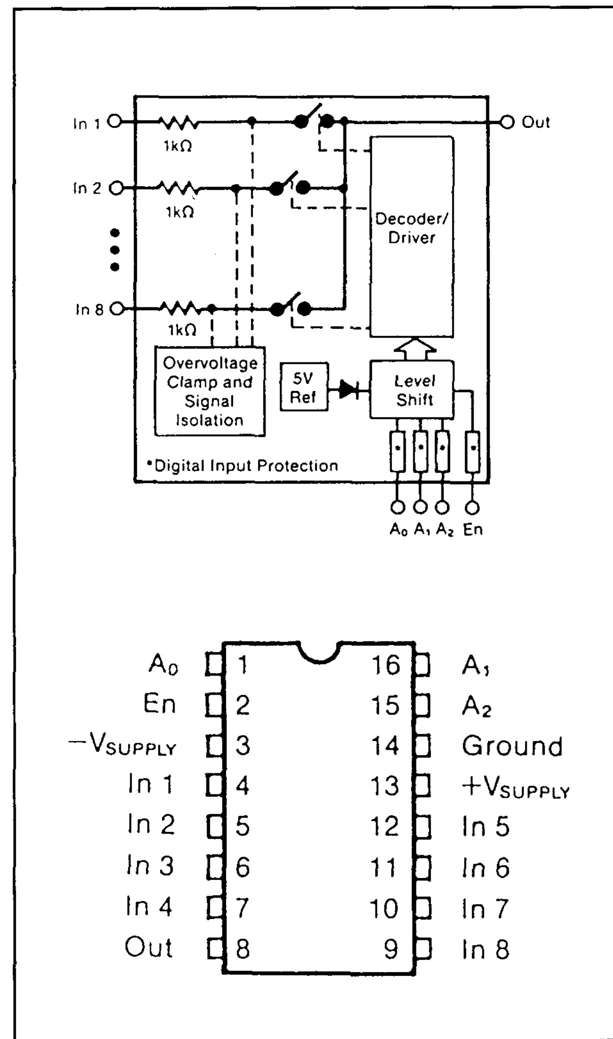
6.26 Schakelaar-IC's



HI-507 2 x (8 → 1)

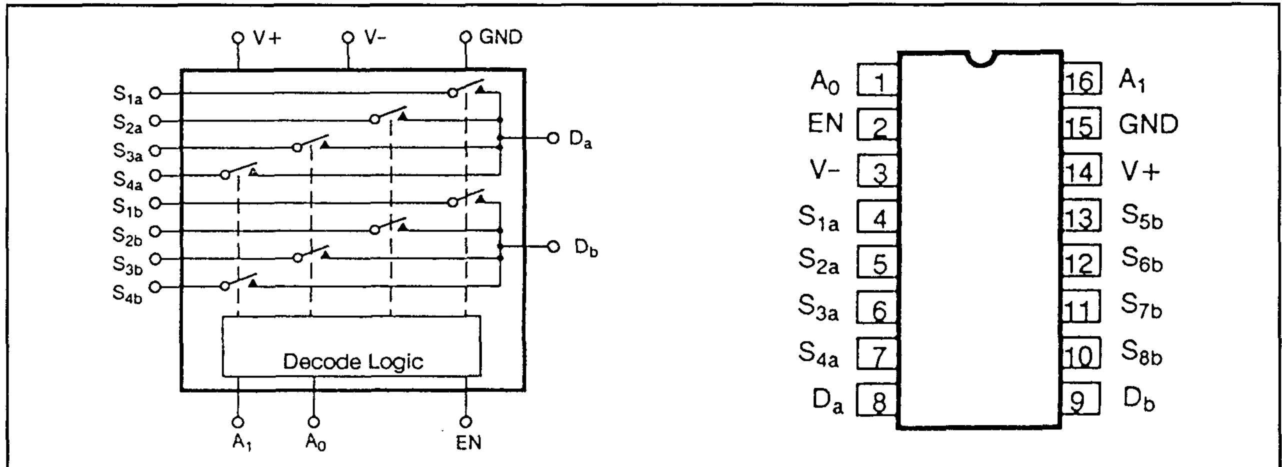


DG 508 1 x (8 → 1)

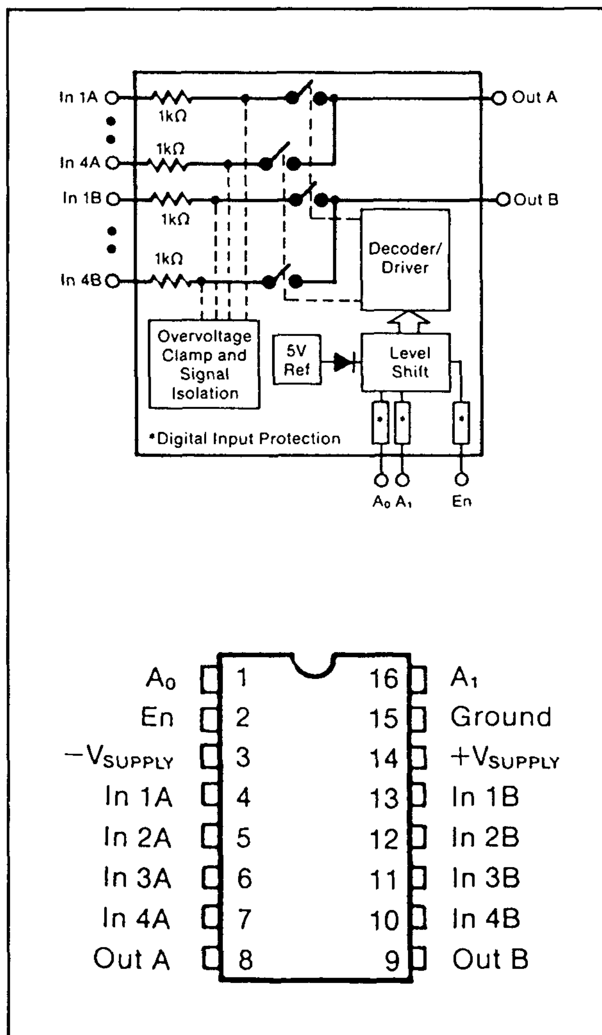


HI-508 1 x (8 → 1)

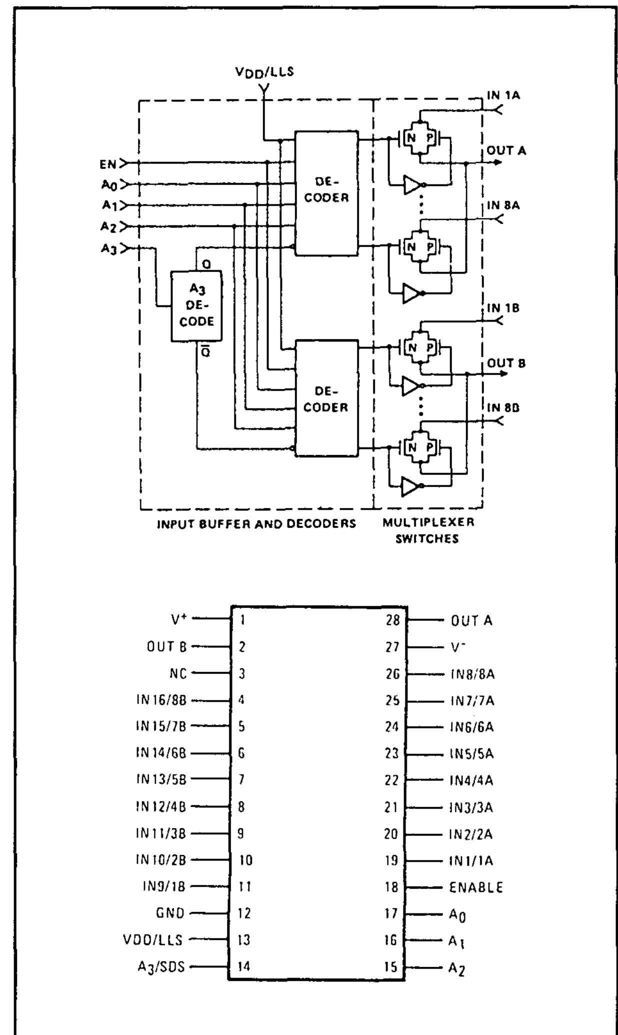
6.26 Schakelaar-IC's



DG 509 2 x (4 → 1)

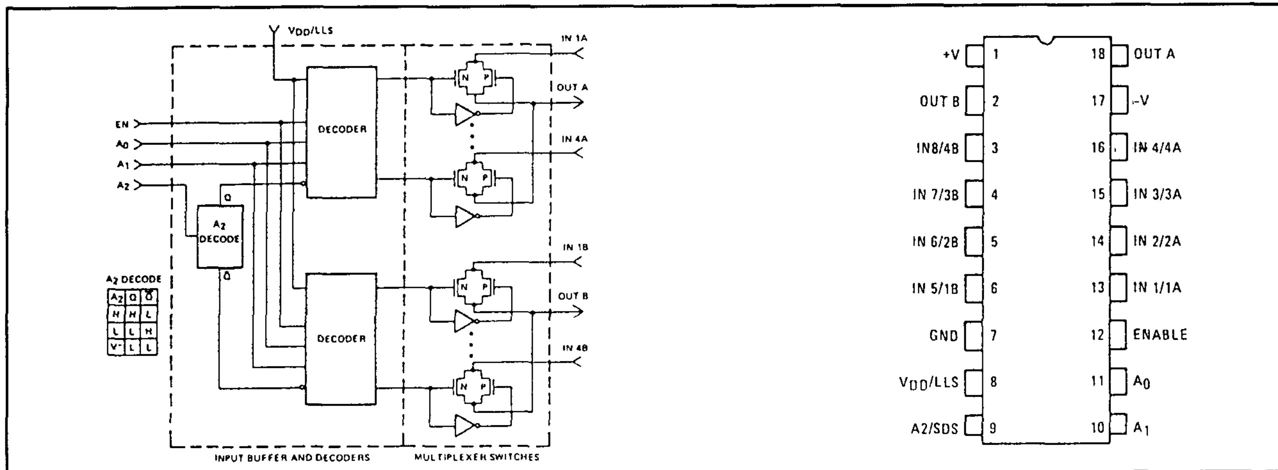


HI-509 2 x (4 → 1)

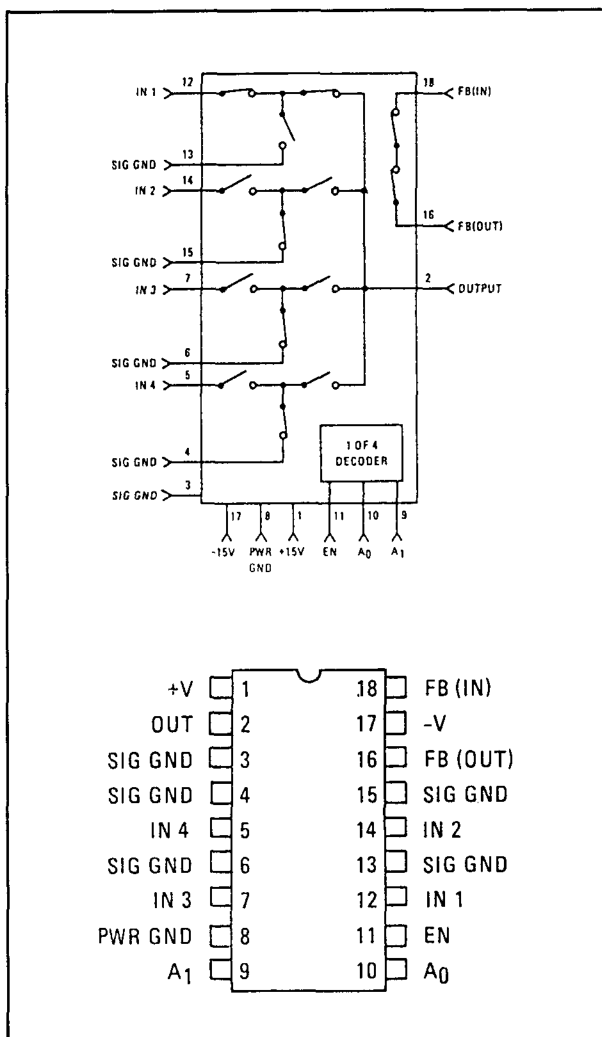


HI-516 2 x (8 → 1)

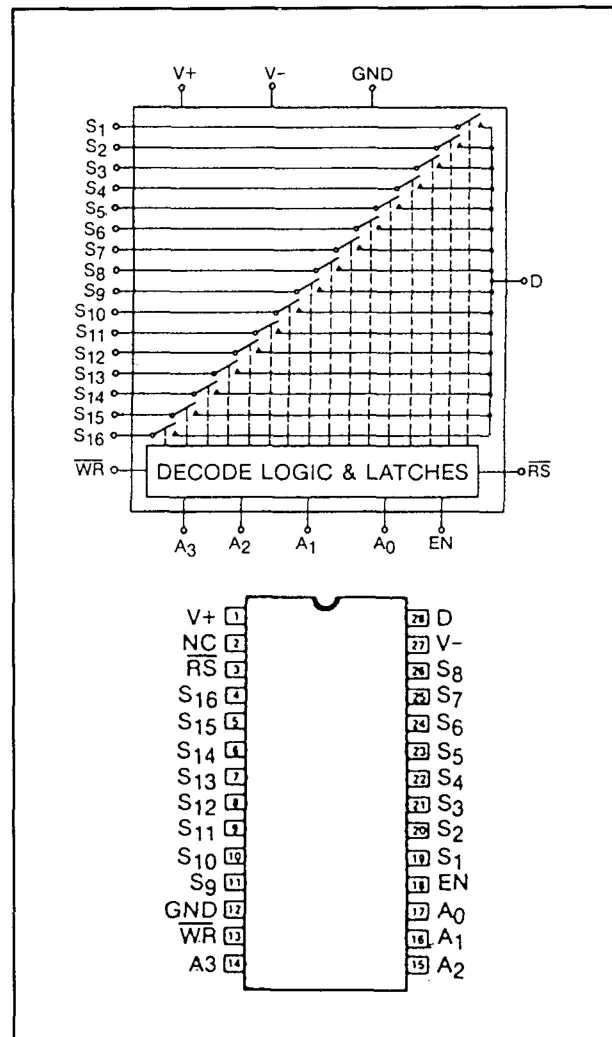
6.26 Schakelaar-IC's



HI-518 2 x (4 → 1)

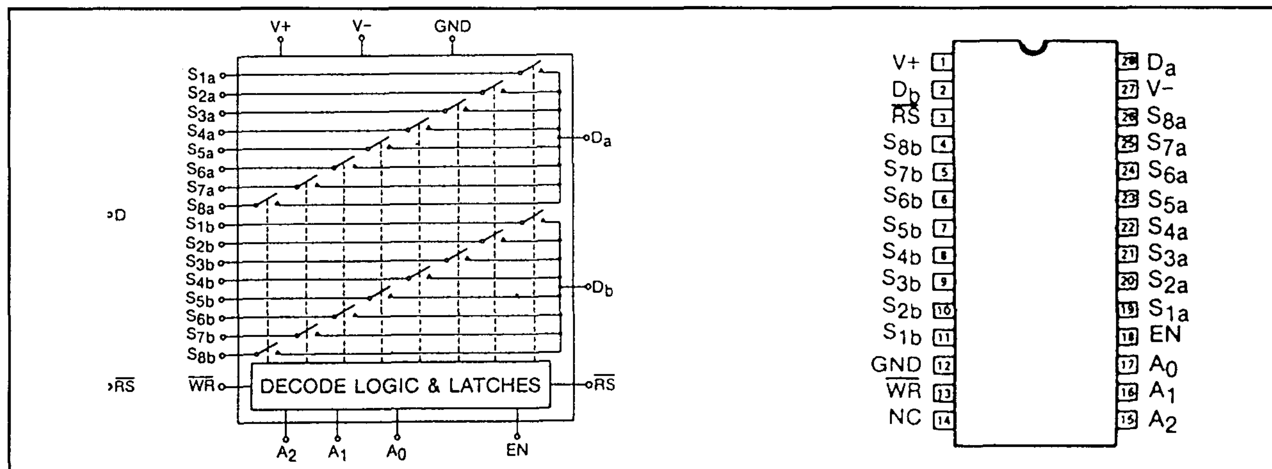


HI-524 speciaal

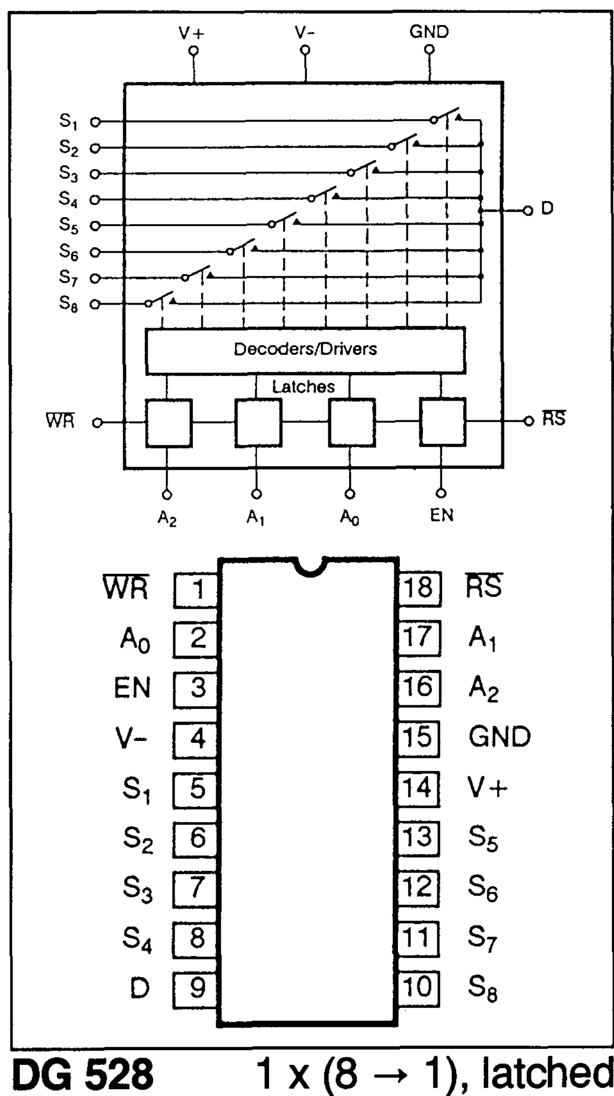


DG 526 1 x (16 → 1), latched

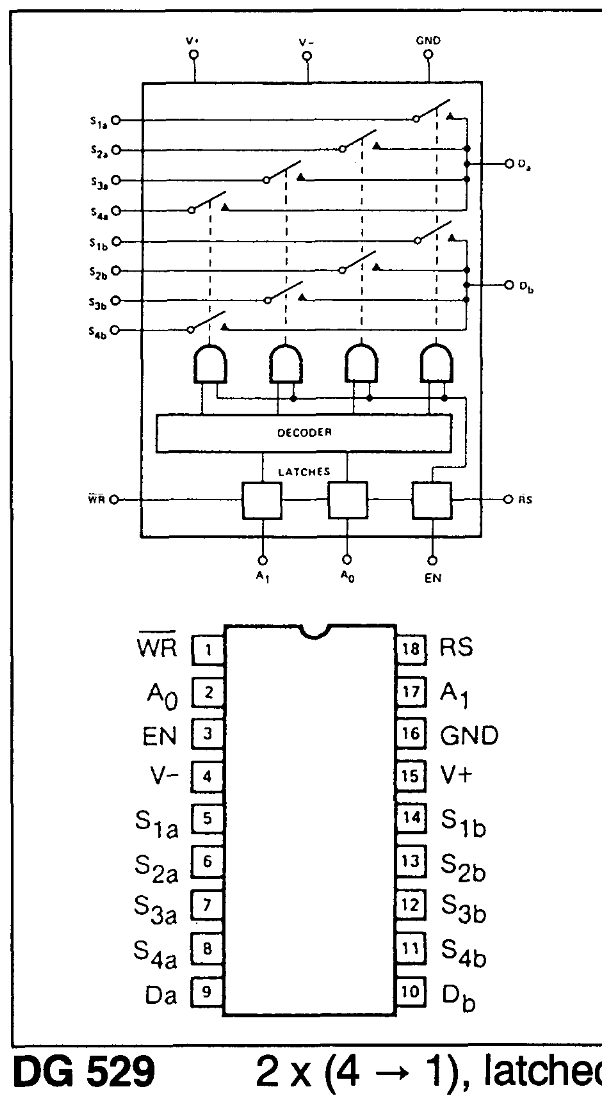
6.26 Schakelaar-IC's



DG 527 2 x (8 → 1), latched

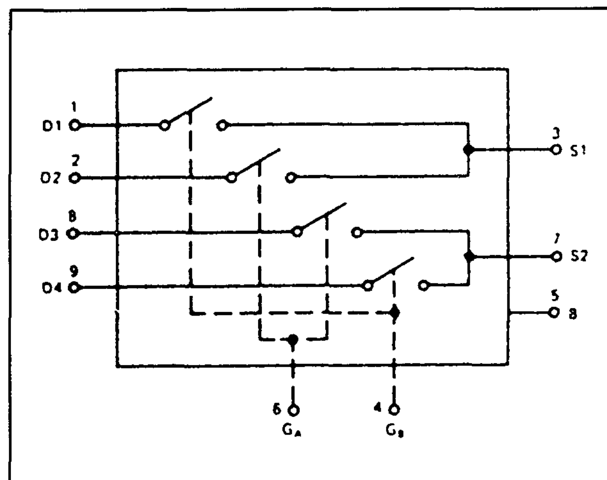


DG 528 1 x (8 → 1), latched

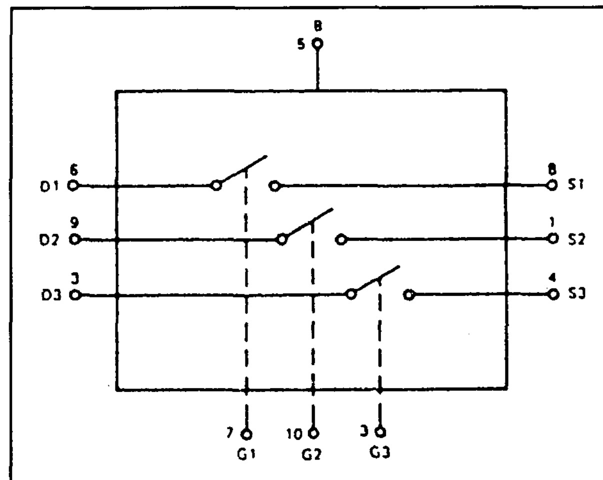


DG 529 2 x (4 → 1), latched

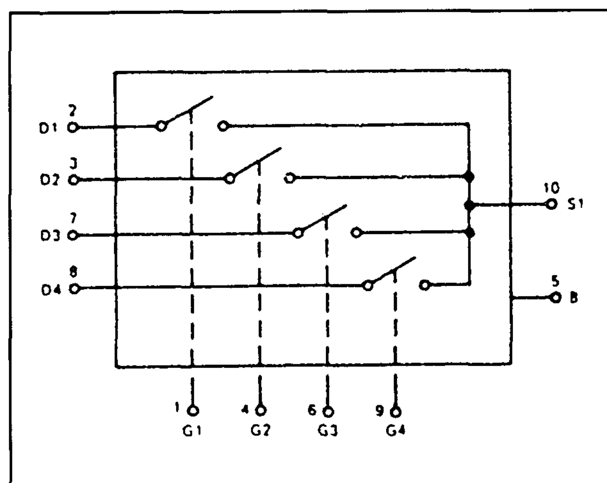
6.26 Schakelaar-IC's



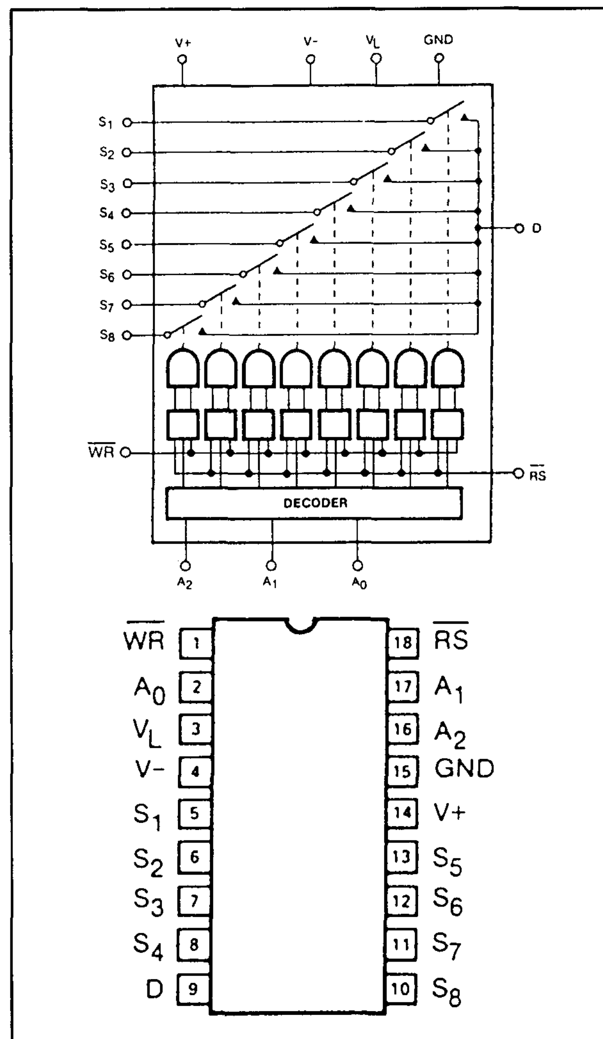
MM 550 2 x (2 → 1)

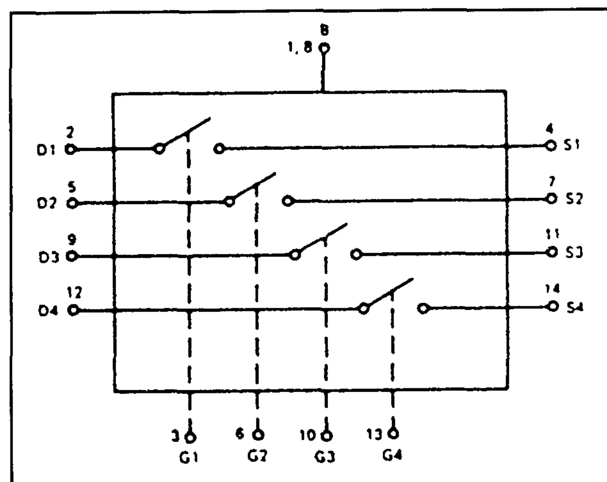


MM 555 3 x (1 → 1)



MM 551 1 x (4 → 1)

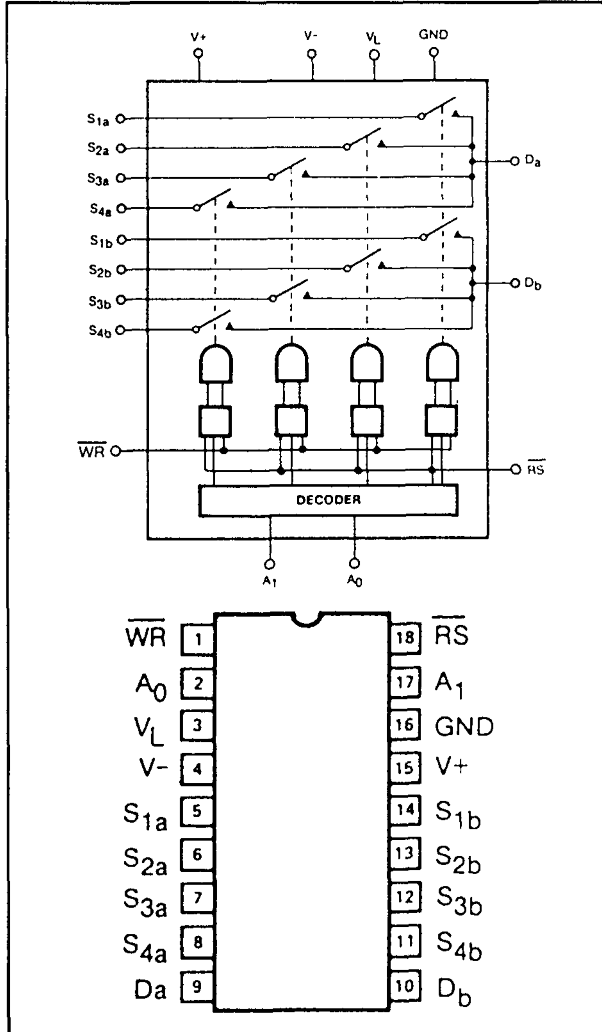




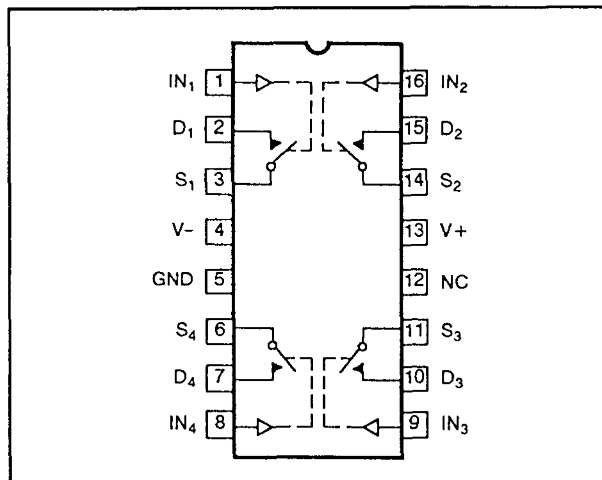
MM 552 4 x (1 → 1)

DG 568 1 x (8 → 1), latched

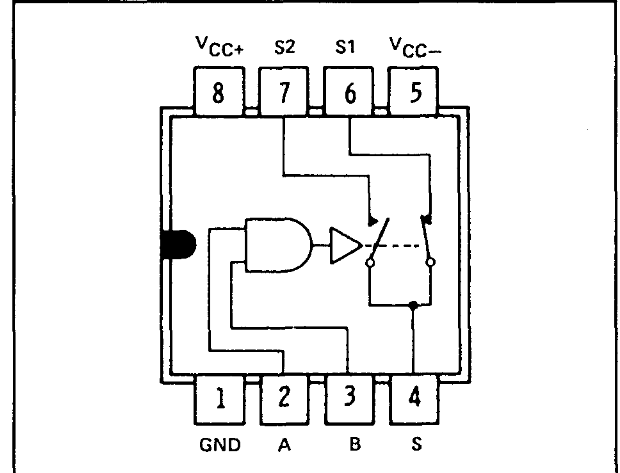
6.26 Schakelaar-IC's



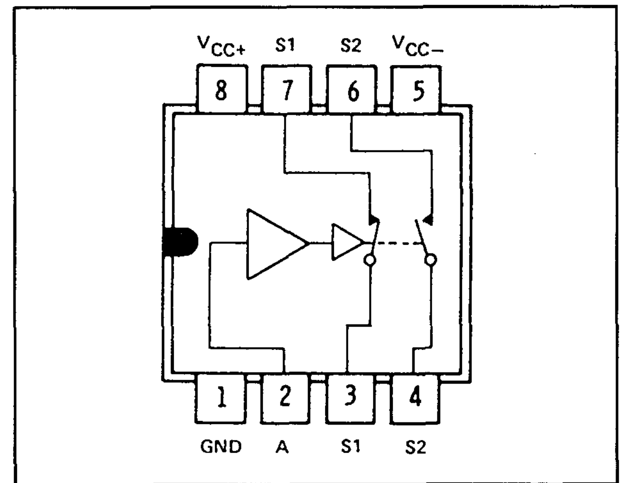
DG 569 2 x (4 → 1), latched



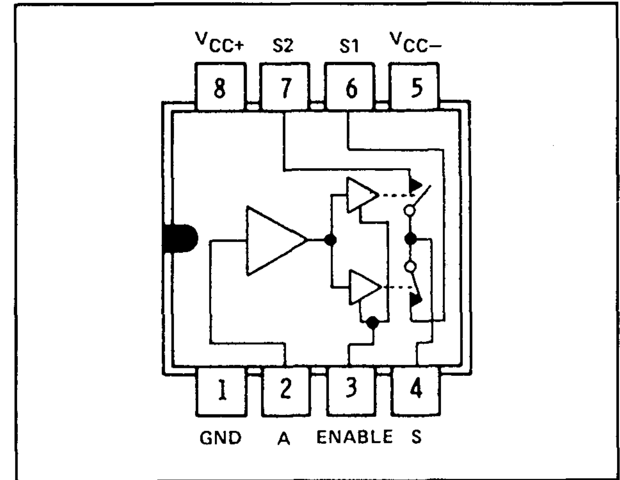
DG 601 4 x (1 → 1)



TL 601 1 x (2 → 1)

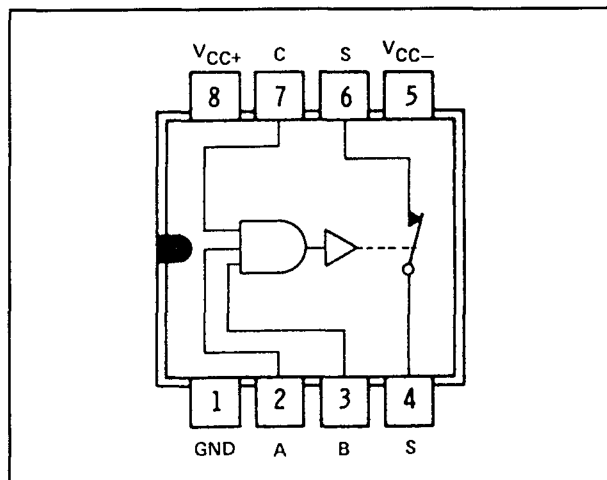


TL 604 1 x (2 → 2)

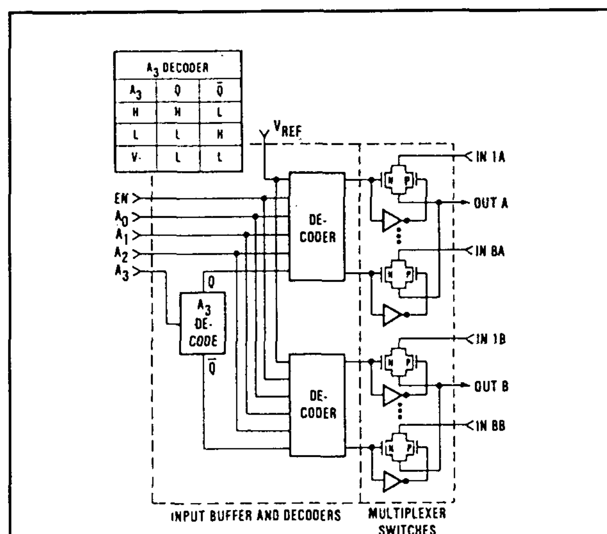


TL 607 1 x (2 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

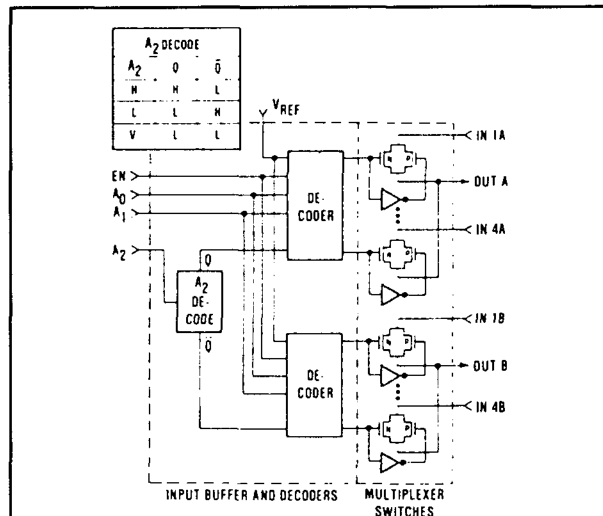


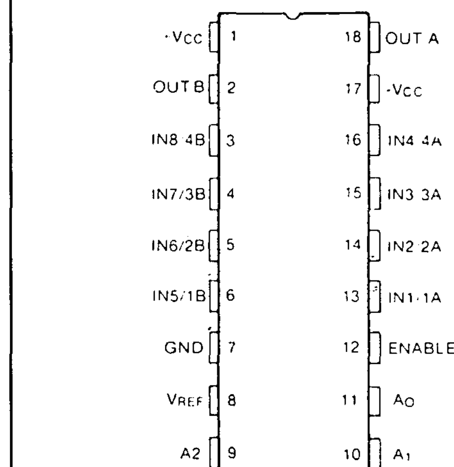
TL 610 1 x (1 → 1)



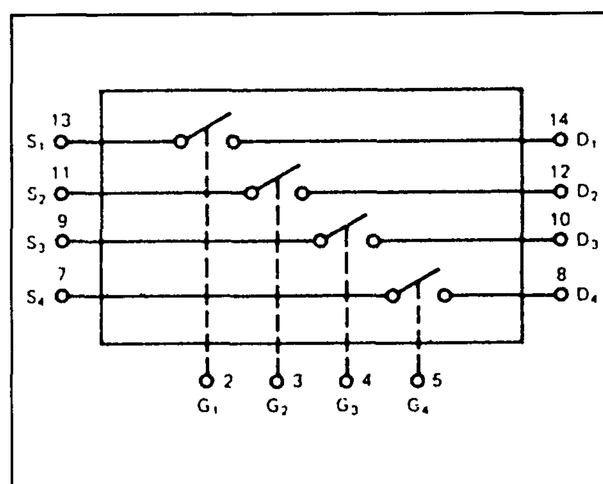
+Vcc	1	28	OUT A
OUT B	2	27	-Vcc
NC	3	26	IN 8/8A
IN16/8B	4	25	IN7/7A
IN15/7B	5	24	IN6/6A
IN14/6B	6	23	IN5/5A
IN13/5B	7	22	IN4/4A
IN12/4B	8	21	IN3/3A
IN11/3B	9	20	IN2/2A
IN10/2B	10	19	IN1/1A
IN9/1B	11	18	ENABLE
GND	12	17	Ao
VREF	13	16	A1
A3	14	15	A2

MPC 800 2 x (8 → 1)



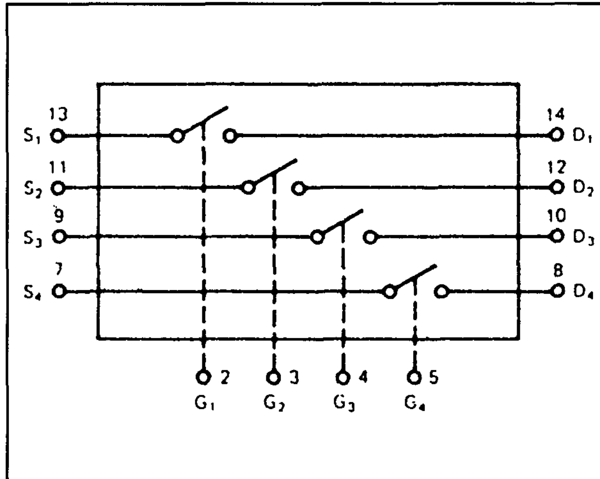


MPC 801 2 x (4 → 1)

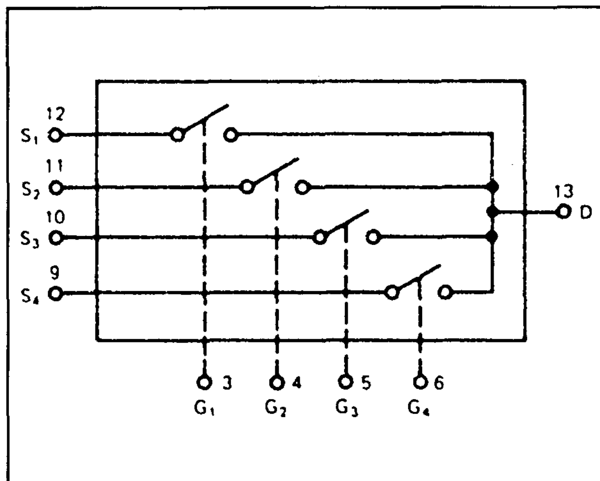


G 1330 4 x (1 → 1)

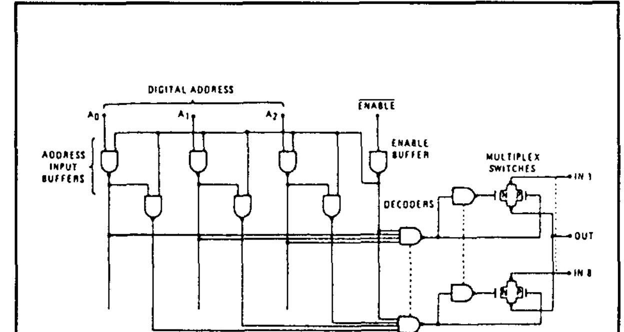
6.26 Schakelaar-IC's

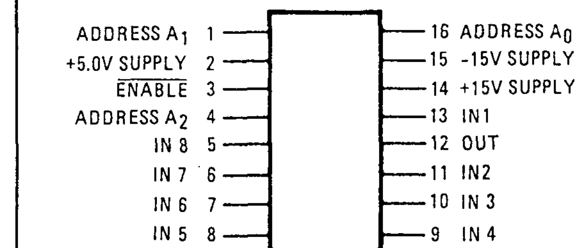


G 1340 4 x (1 → 1)

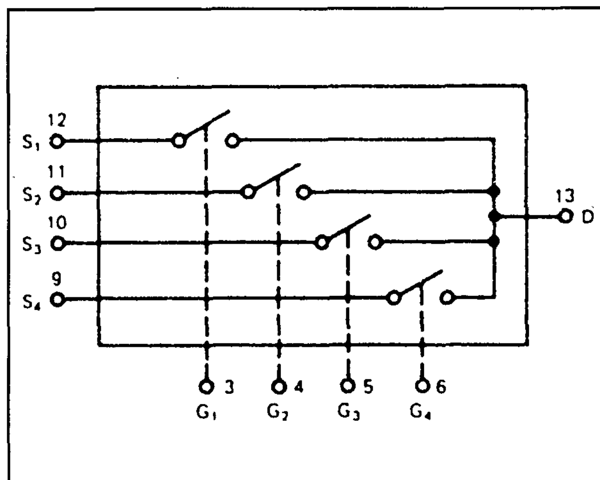


G 1350 1 x (4 → 1)

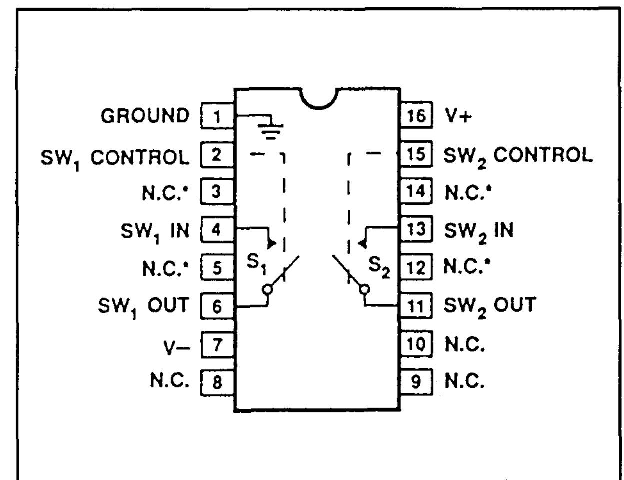




HI-1818 1 x (8 → 1)

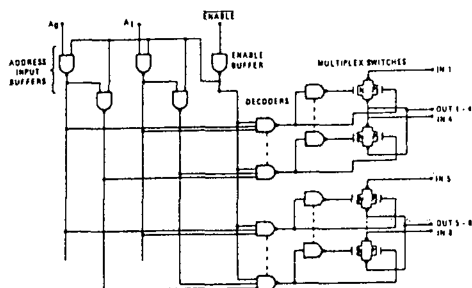


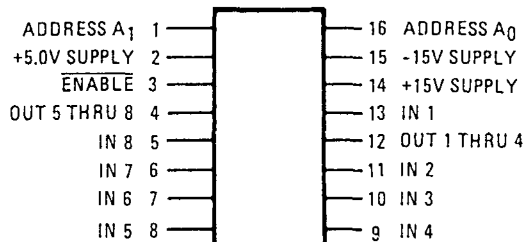
G 1360 1 x (4 → 1)



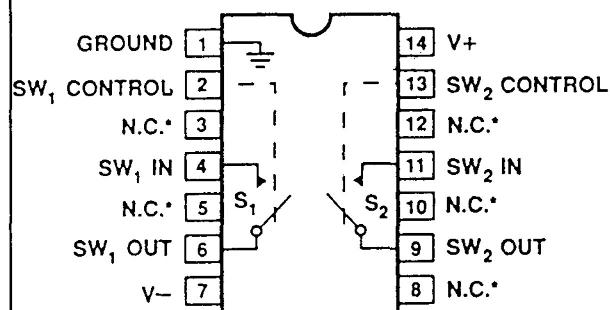
SSM-2412 2 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

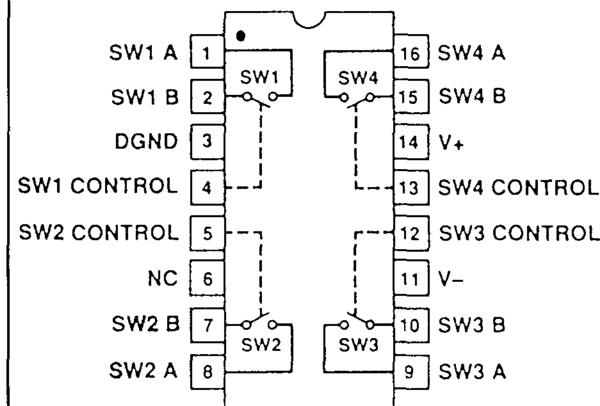




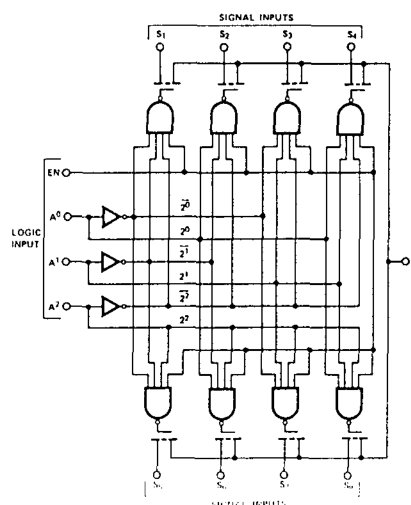
HI-1828 2 x (4 → 1)

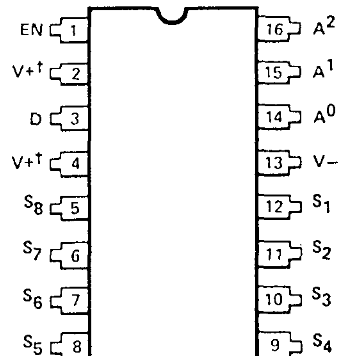


SSM-2402 2 x (1 → 1)



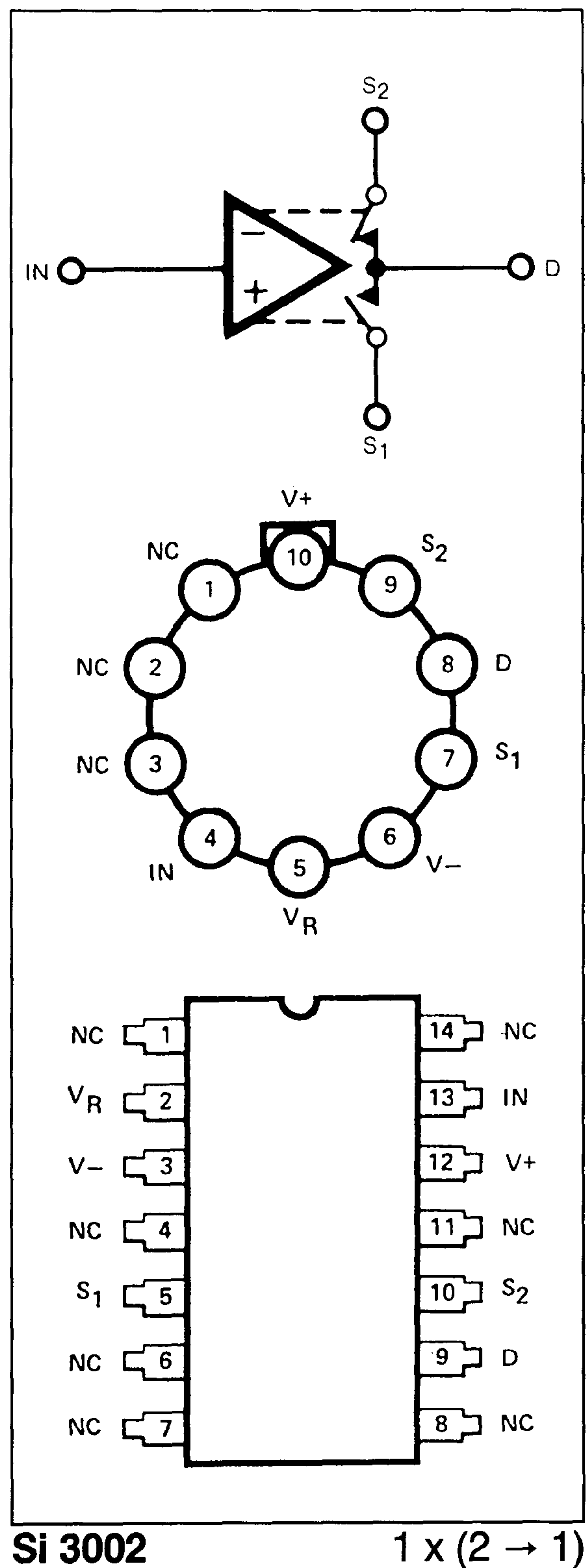
SSM-2404 4 x (1 → 1)



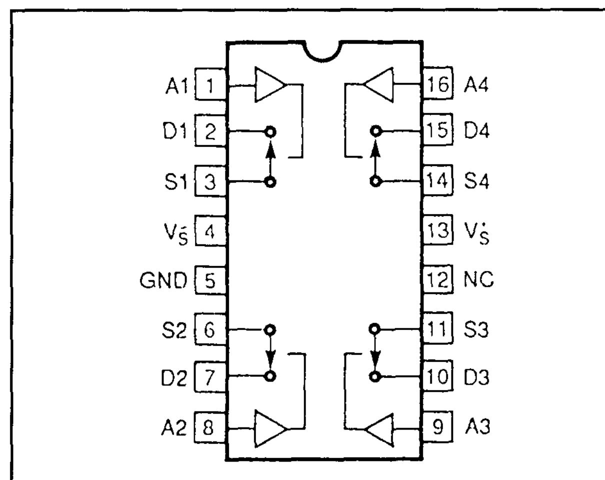


Si 3705 1 x (8 → 1)

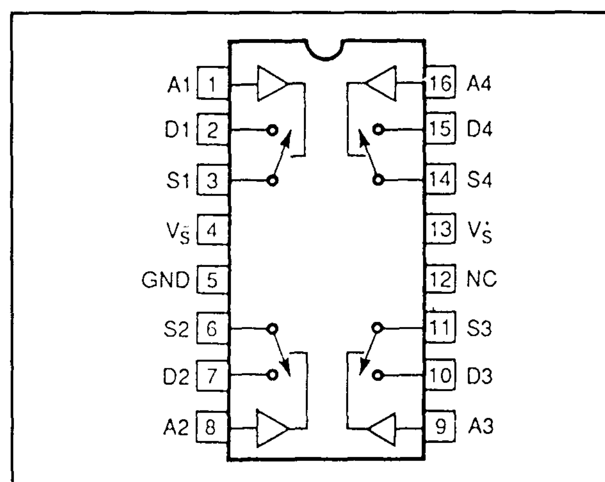
6.26 Schakelaar-IC's



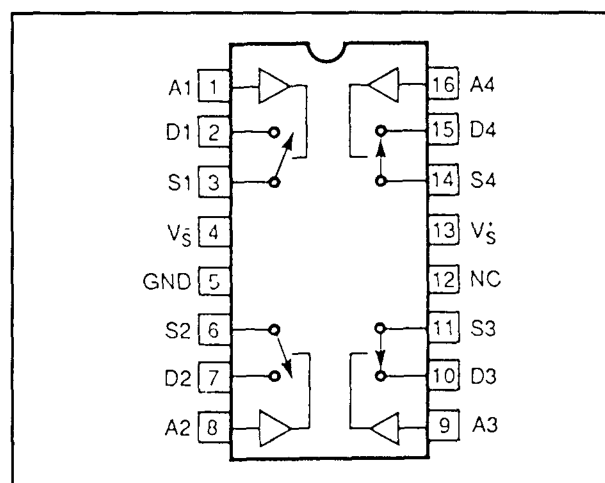
Si 3002 1 x (2 → 1)



TSC 4201 4 x (1 → 1)

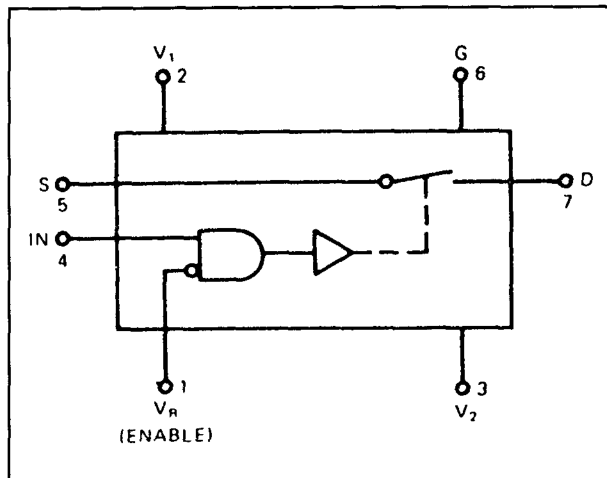


TSC 4202 4 x (1 → 1)

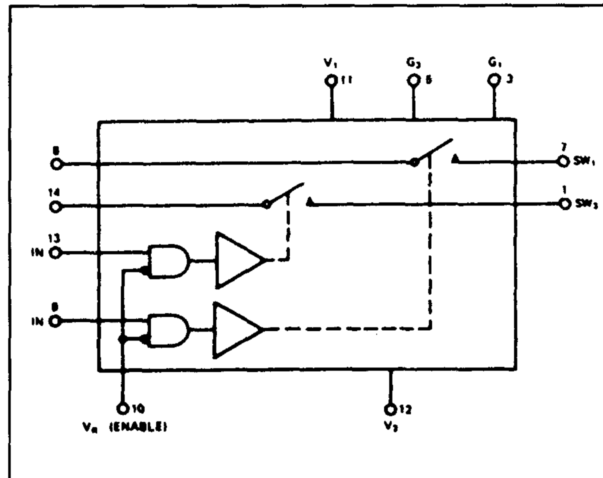


TSC 4203 4 x (1 → 1)

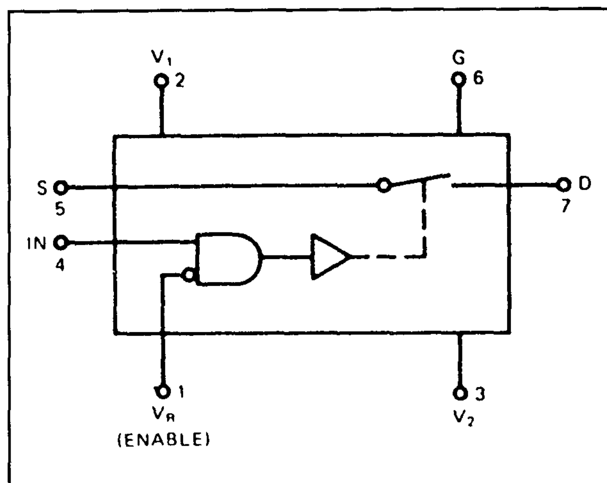
6.26 Schakelaar-IC's



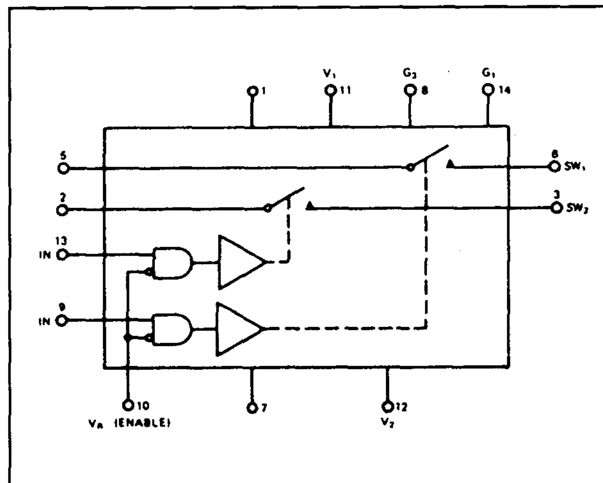
IH 5001 1 x (1 → 1)



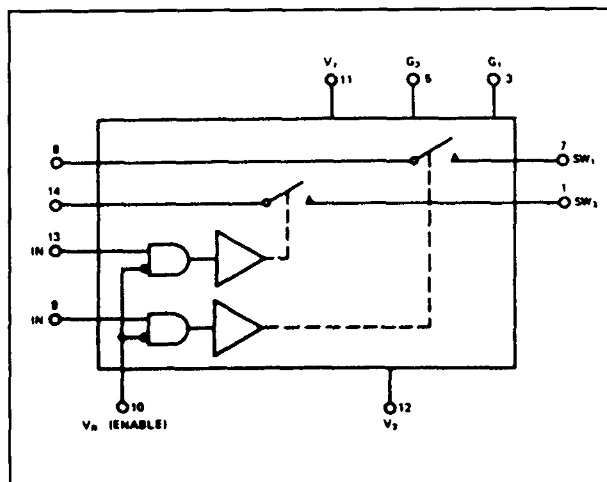
IH 5004 2 x (1 → 1)



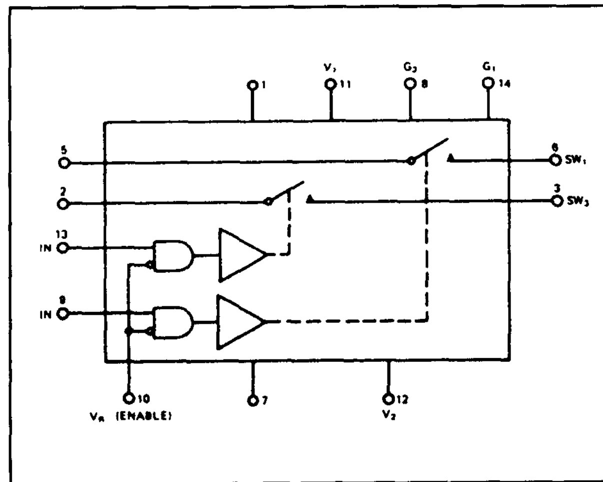
IH 5002 1 x (1 → 1)



IH 5005 2 x (1 → 1)



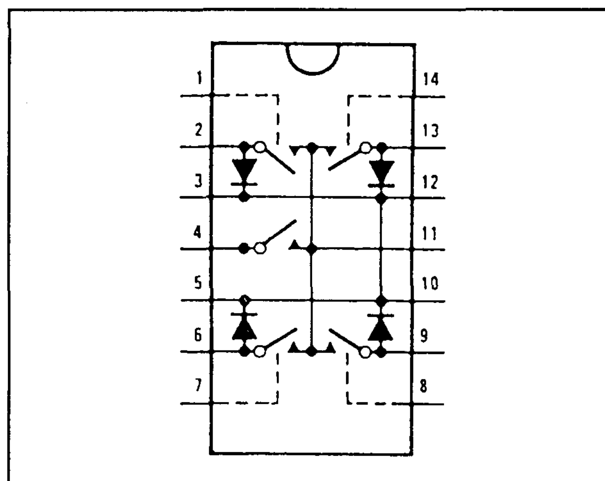
IH 5003 2 x (1 → 1)



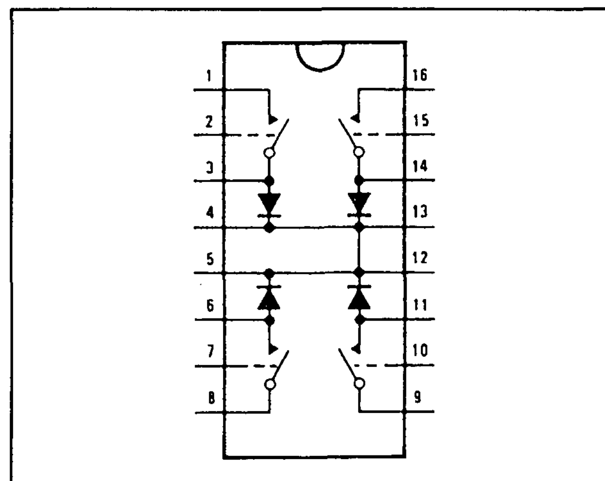
IH 5007 2 x (1 → 1)

(wordt vervolgd)

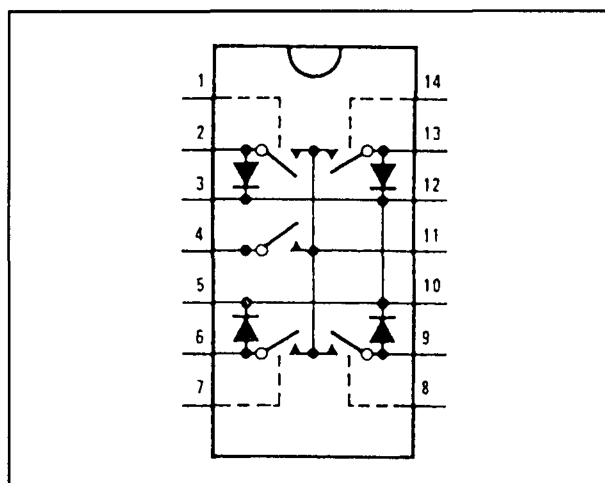
6.26 Schakelaar-IC's



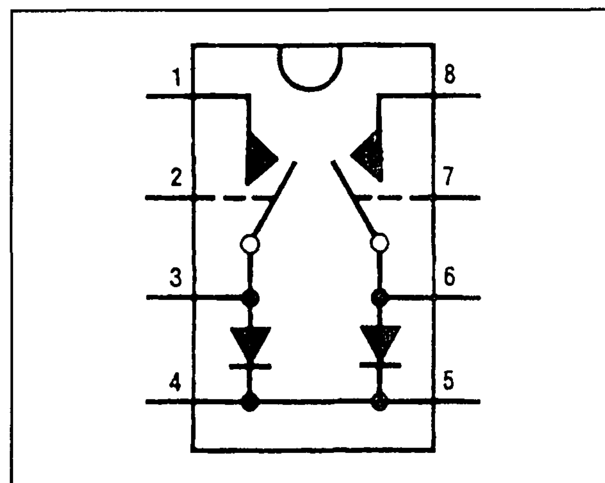
AH 5009 1 x (4 → 1)



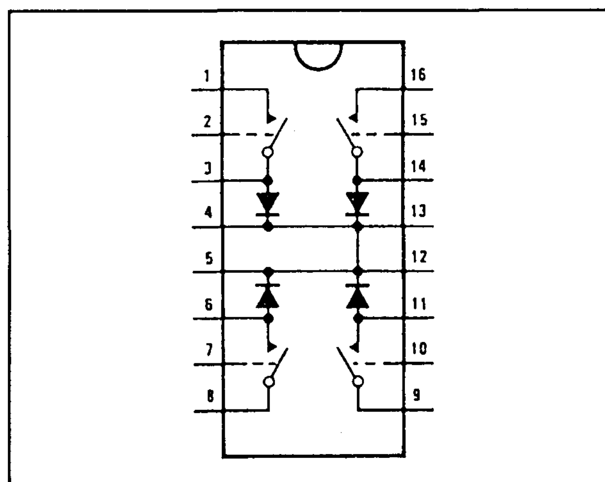
AH 5012 1 x (4 → 1)



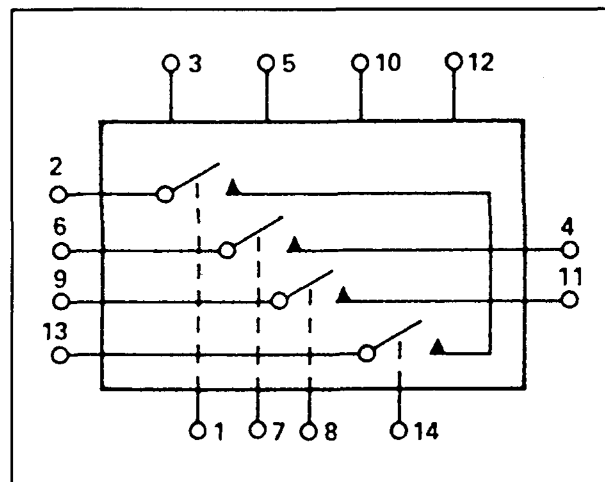
AH 5010 1 x (4 → 1)



AH 5020 1 x (2 → 1)

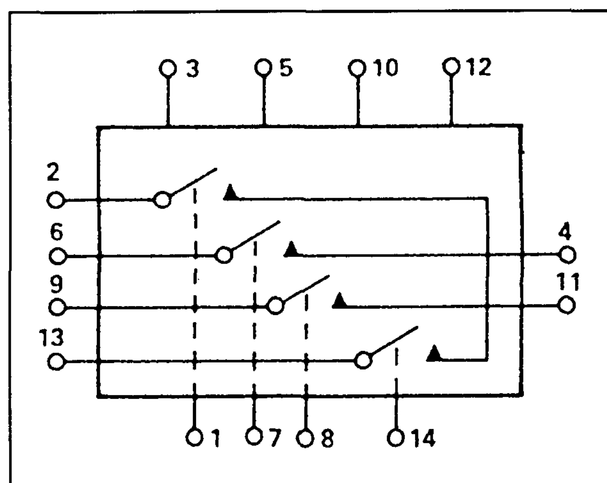


AH 5011 1 x (4 → 1)

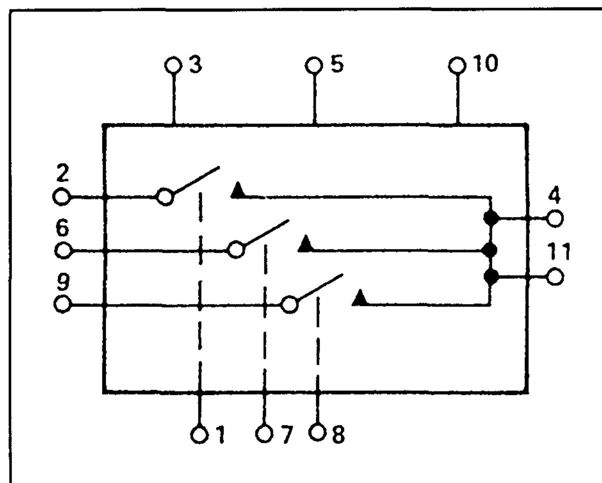


IH 5025 1 x (4 → 1)

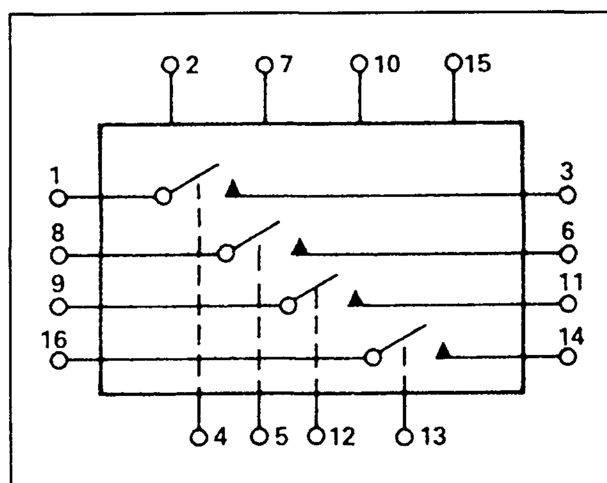
6.26 Schakelaar-IC's



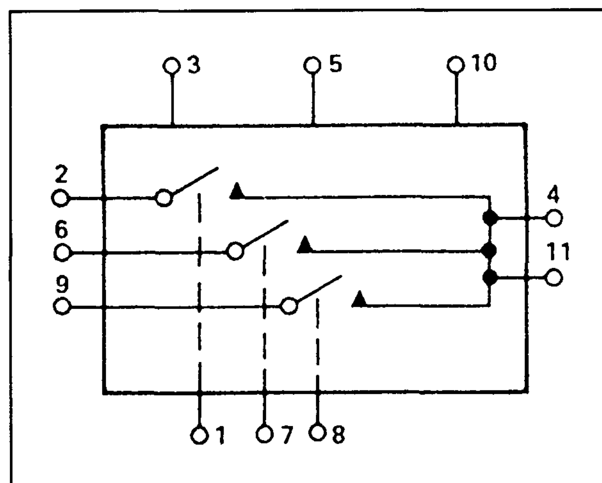
IH 5026 1 x (4 → 1)



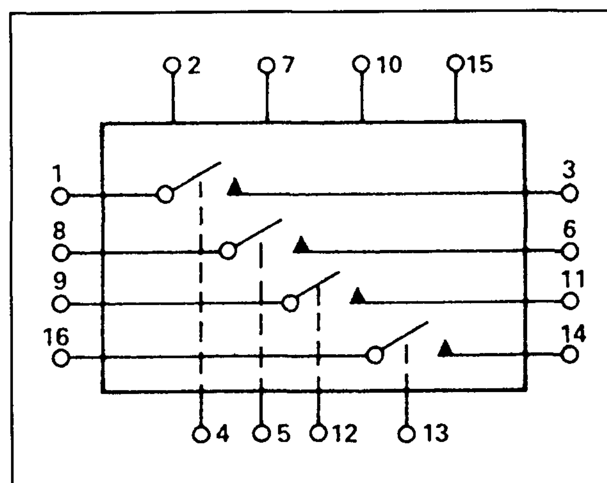
IH 5029 1 x (3 → 1)



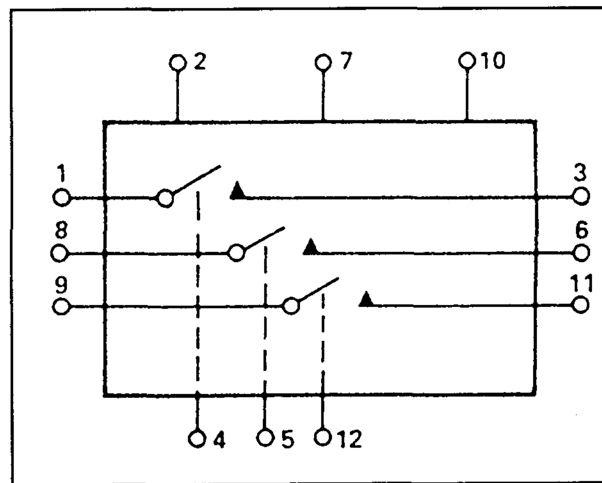
IH 5027 4 x (1 → 1)



IH 5030 1 x (3 → 1)

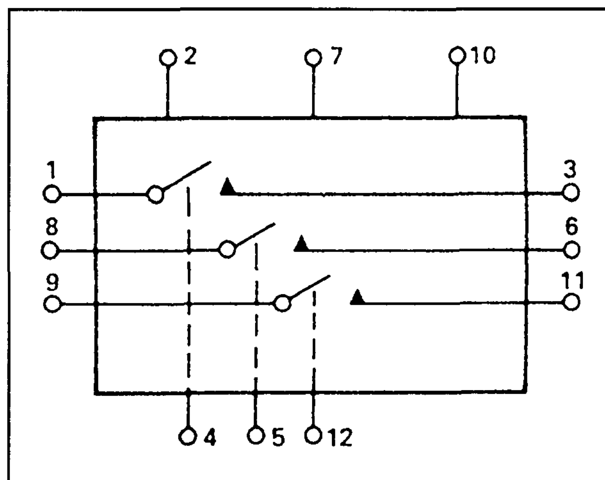


IH 5028 4 x (1 → 1)

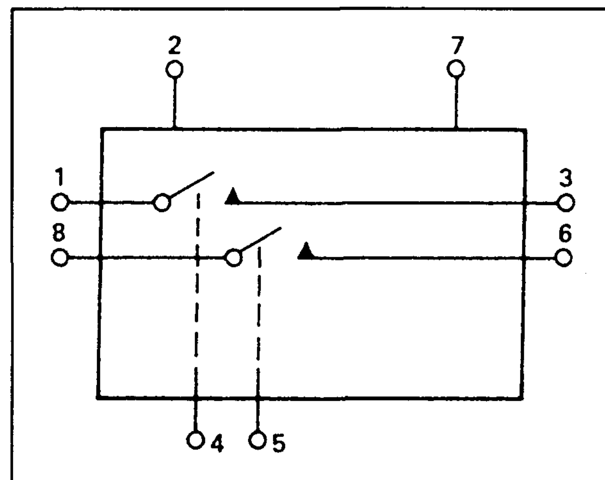


IH 5031 3 x (1 → 1)

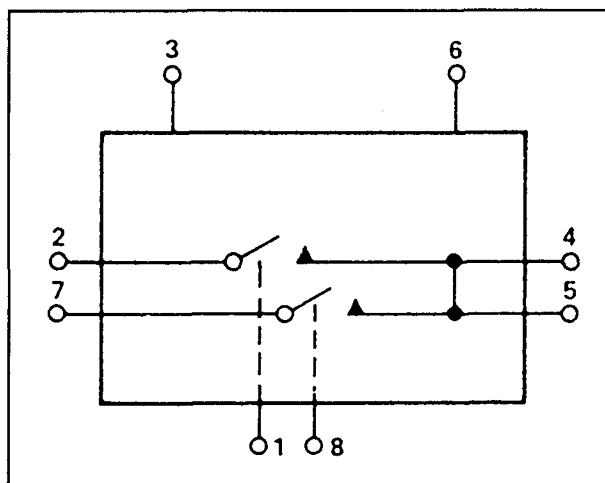
6.26 Schakelaar-IC's



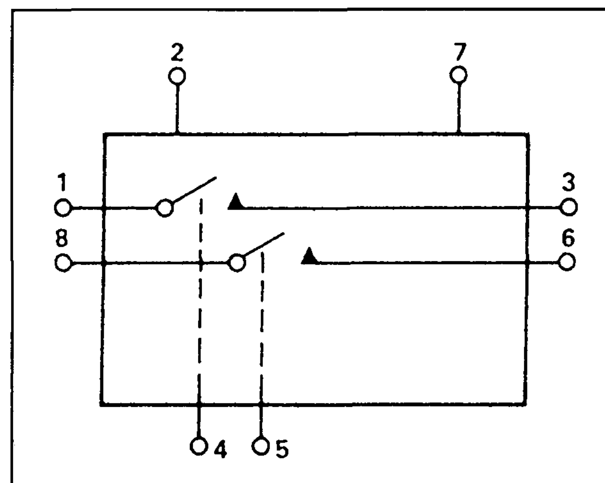
IH 5032 3 x (1 → 1)



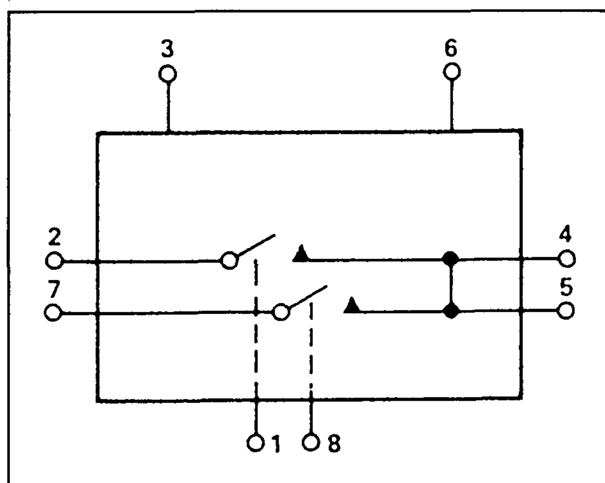
IH 5035 2 x (1 → 1)



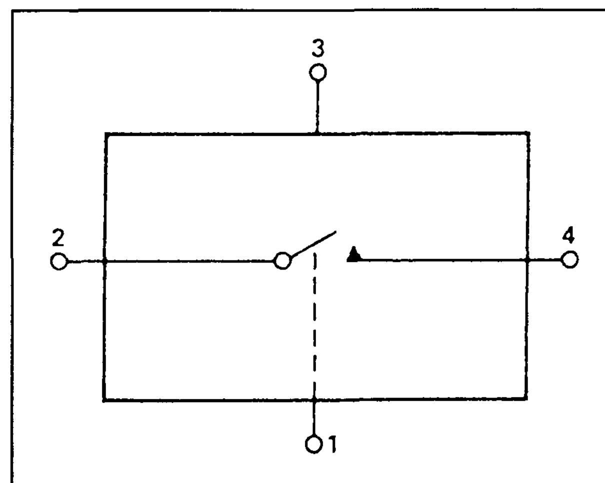
IH 5033 1 x (2 → 1)



IH 5036 2 x (1 → 1)

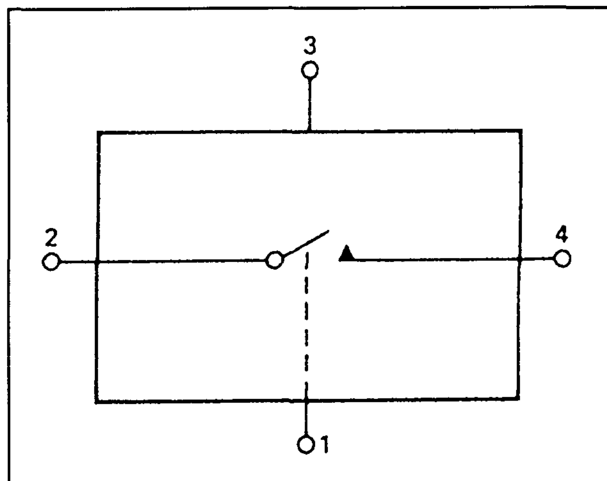


IH 5034 1 x (2 → 1)

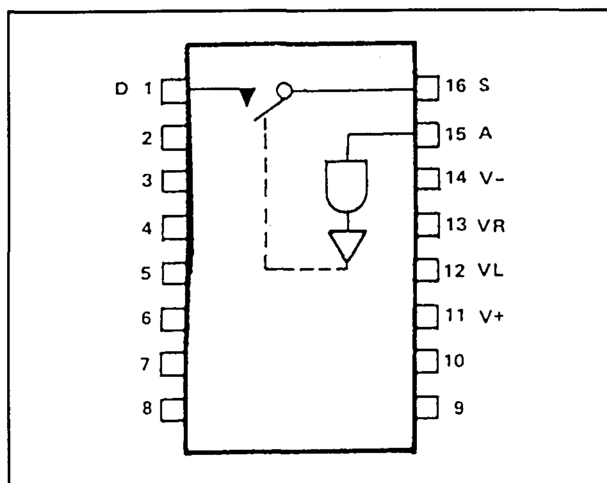


IH 5037 1 x (1 → 1)

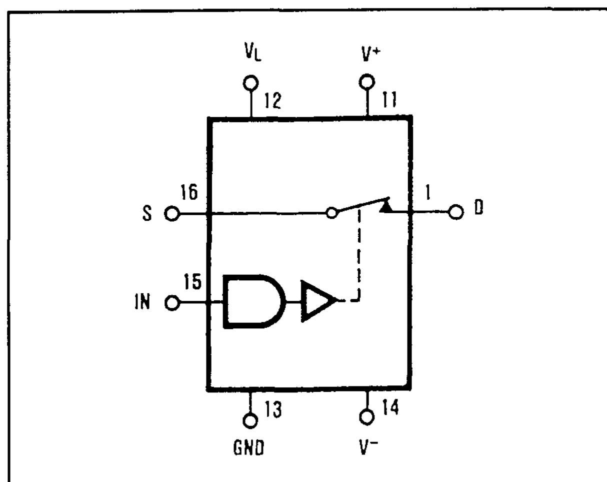
6.26 Schakelaar-IC's



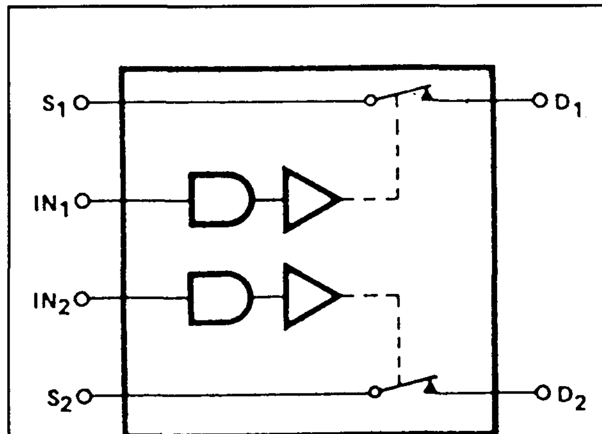
IH 5038 1 x (1 → 1)



HI-5040 1 x (1 → 1)

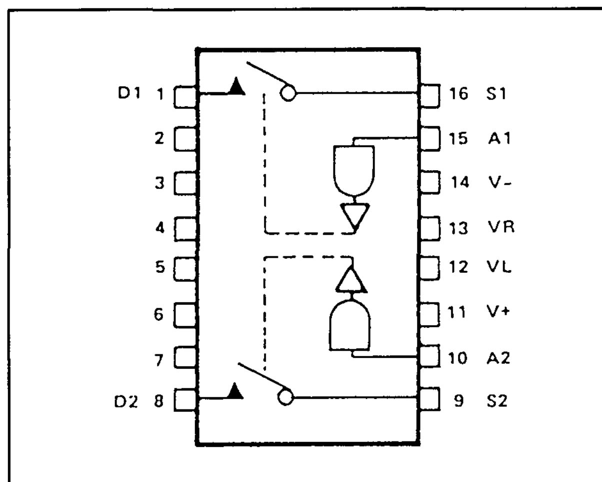


IH 5040 1 x (1 → 1)



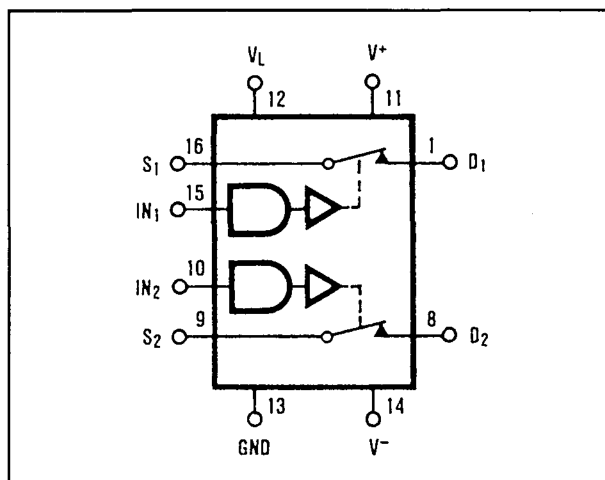
D_1	1	16	S_1
NC	2	15	IN_1
D_2	3	14	V−
S_2	4	13	GND
NC	5	12	V_L
NC	6	11	V+
NC	7	10	IN_2
NC	8	9	NC

DG 5041 2 x (1 → 1)

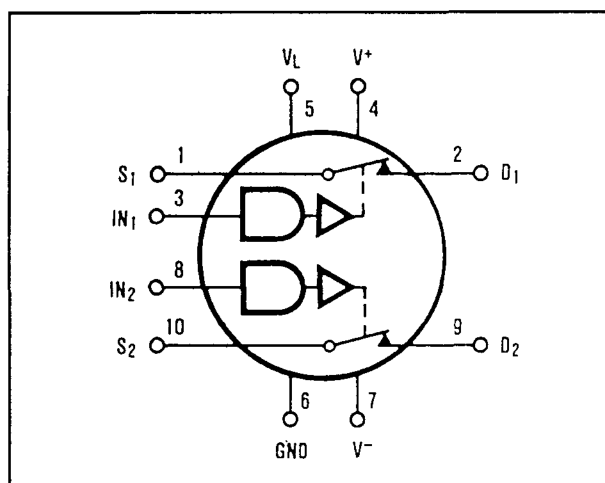


HI-5041 2 x (1 → 1)

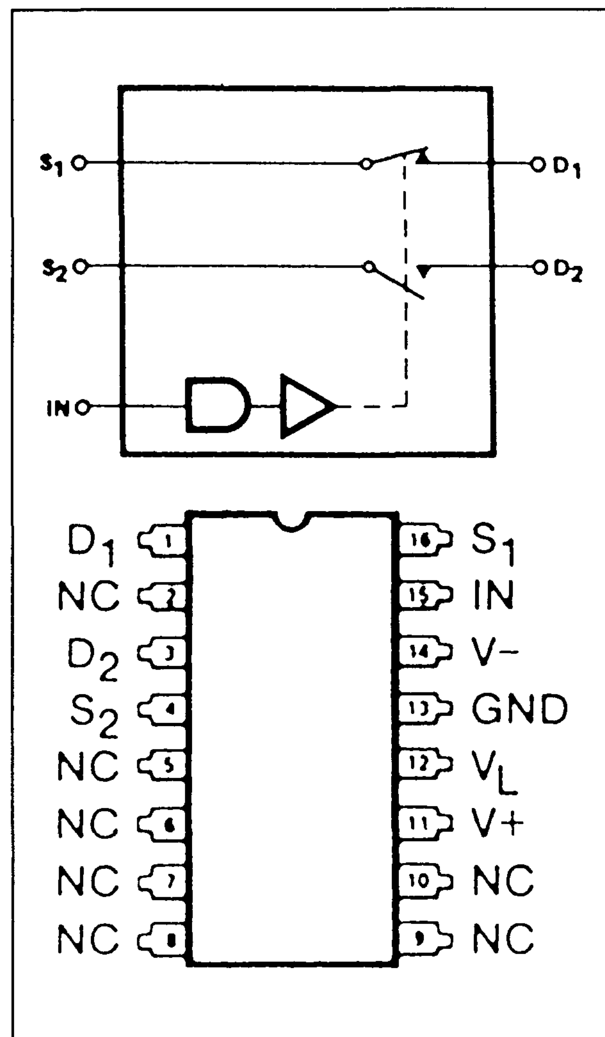
6.26 Schakelaar-IC's



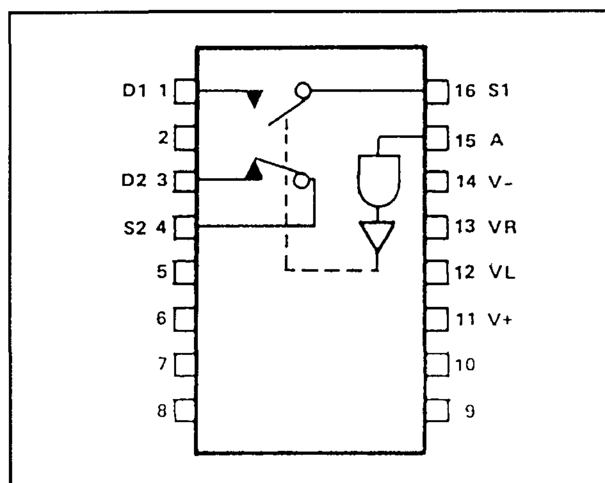
IH 5041 2 x (1 → 1)



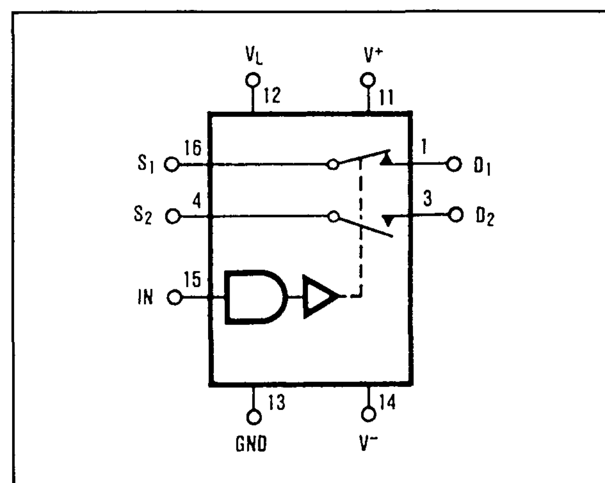
IH 5041 2 x (1 → 1)



DG 5042 1 x (2 → 2)

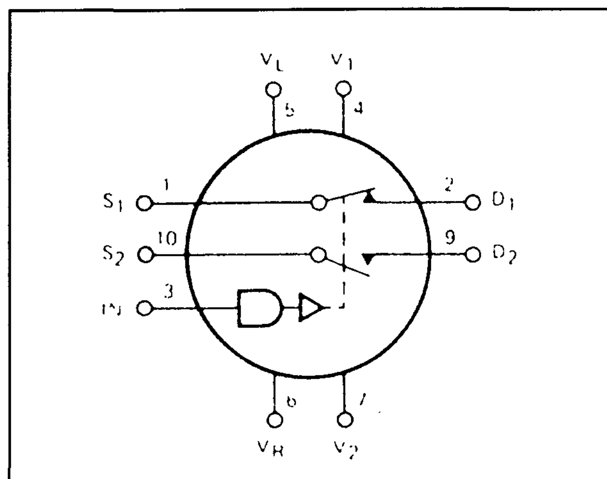


HI-5042 1 x (2 → 2)

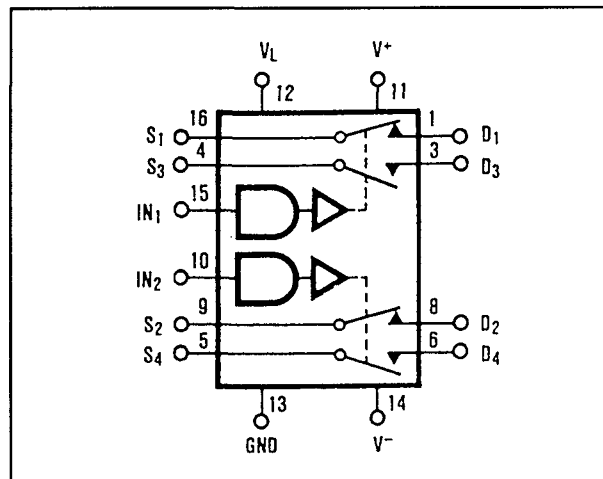


IH 5042 1 x (2 → 2)

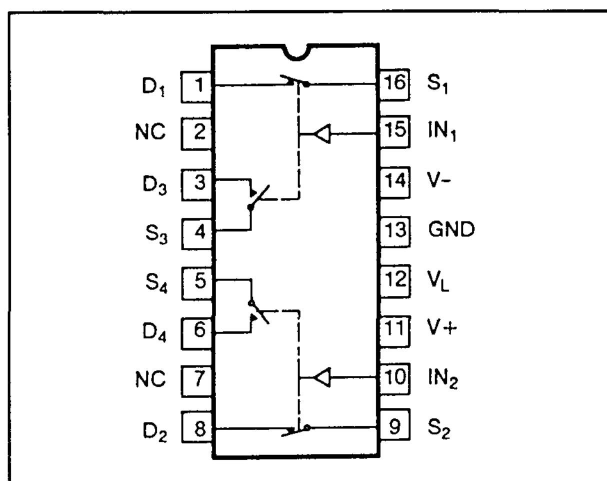
6.26 Schakelaar-IC's



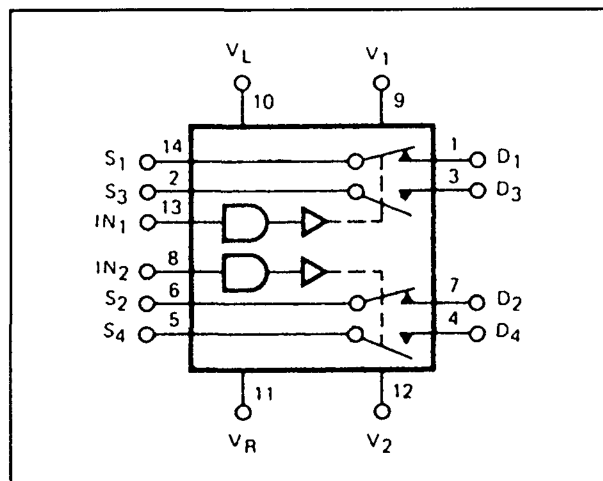
IH 5042 1 x (2 → 2)



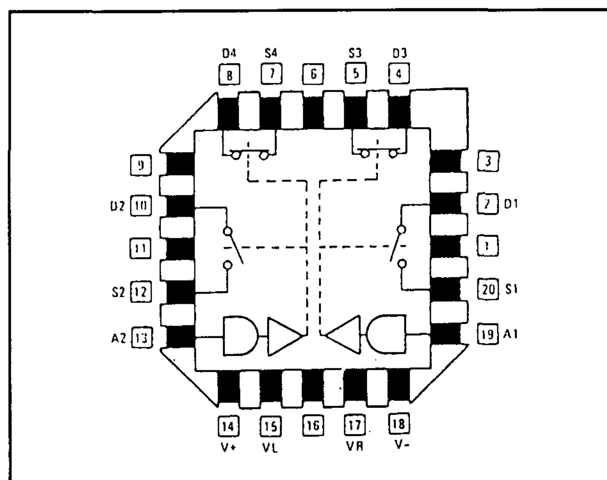
IH 5043 2 x (2 → 2)



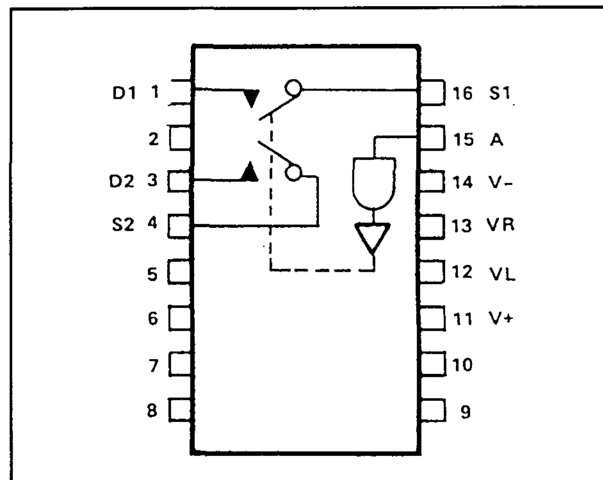
DG 5043 2 x (2 → 2)



IH 5043 2 x (2 → 2)

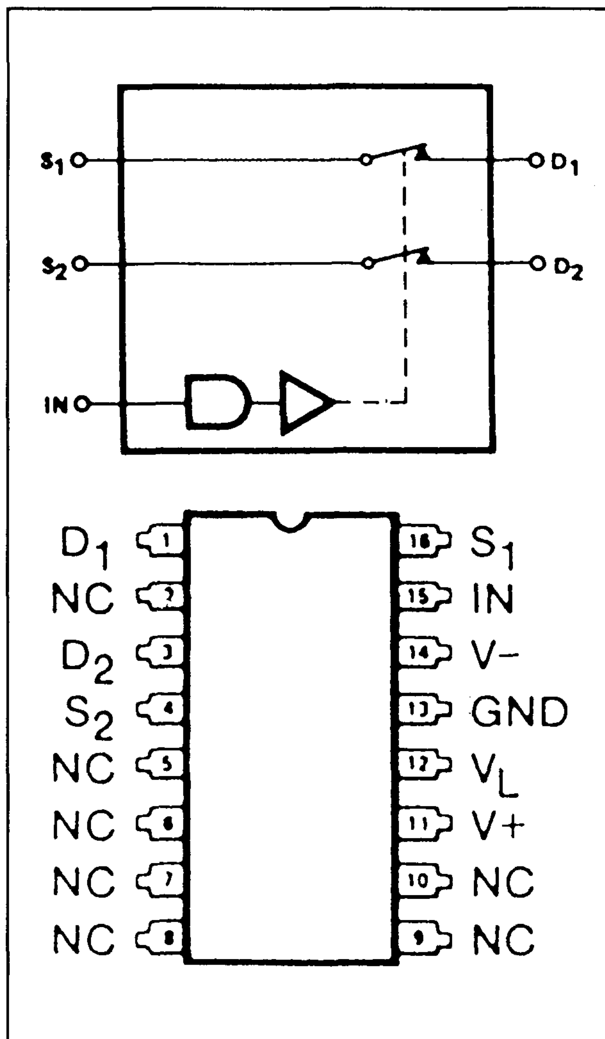


HI-5043 2 x (2 → 2)

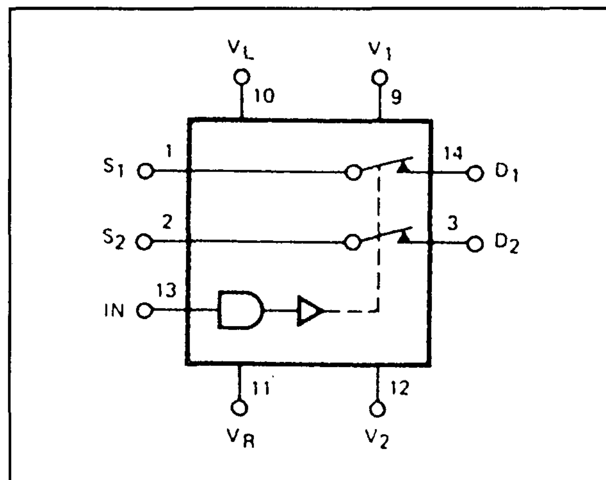


HI-5044 1 x (2 → 2)

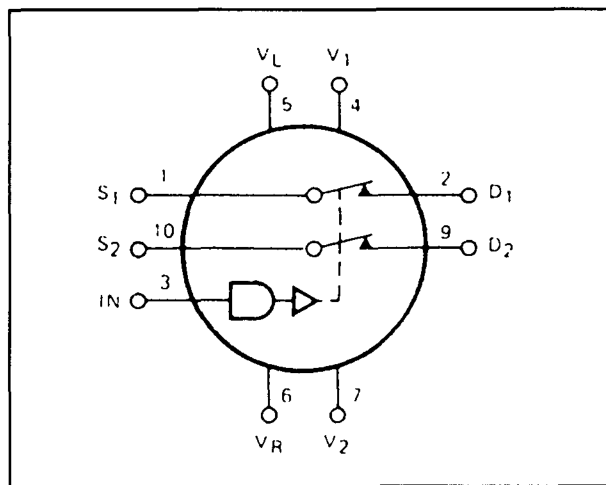
6.26 Schakelaar-IC's



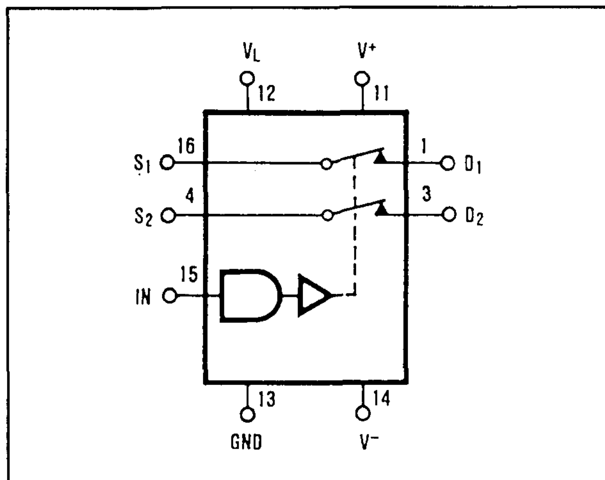
DG 5044 1 x (2 → 2)



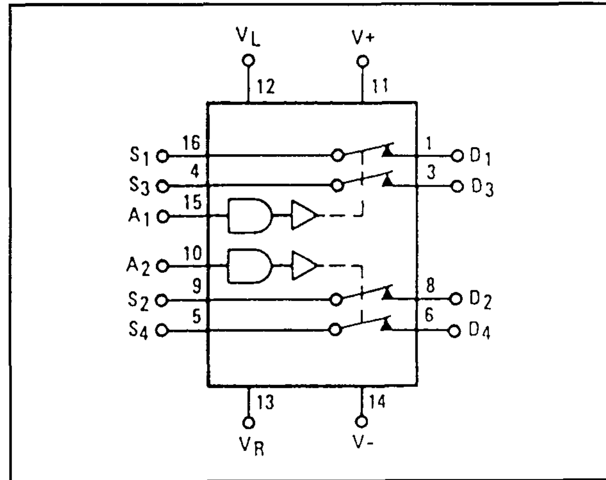
IH 5044 1 x (2 → 2)



IH 5044 1 x (2 → 2)

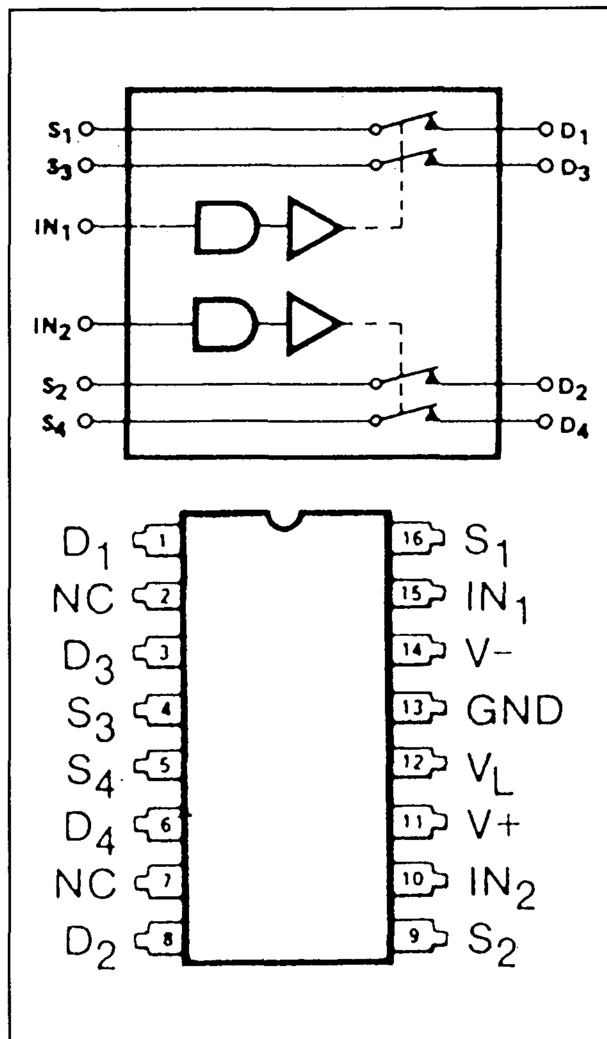


IH 5044 1 x (2 → 2)

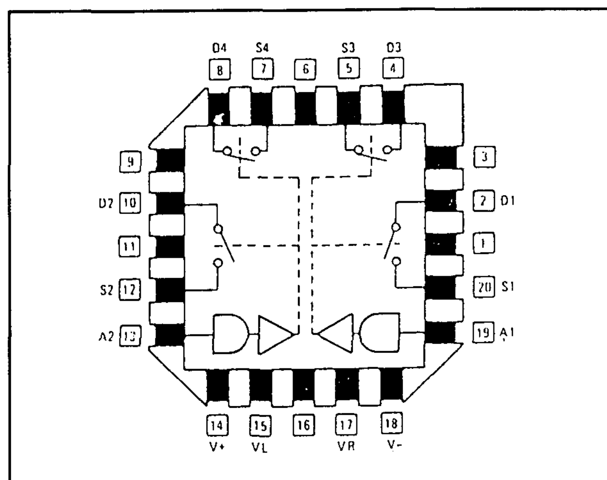


HI-5045 2 x (2 → 2)

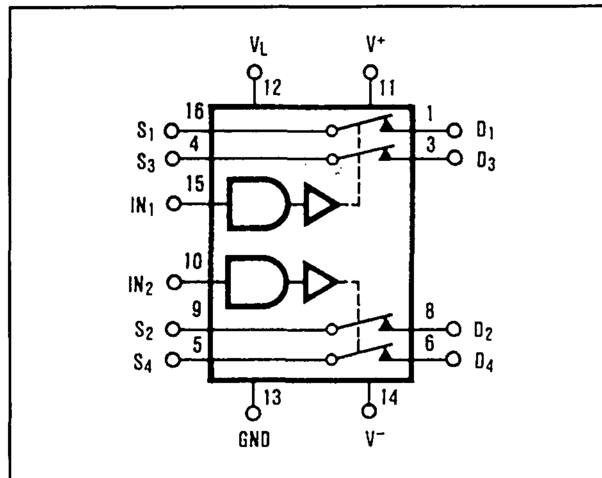
6.26 Schakelaar-IC's



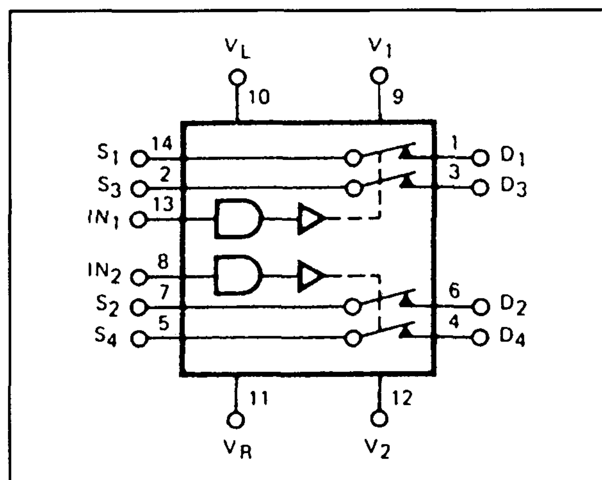
DG 5045 2 x (2 → 2)



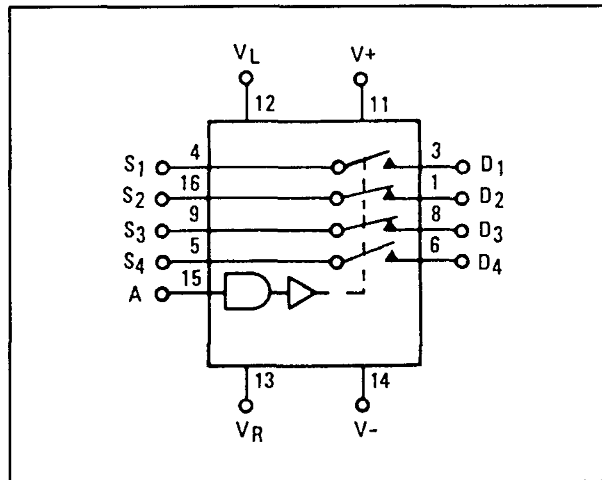
HI-5045 2 x (2 → 2)



IH 5045 2 x (2 → 2)

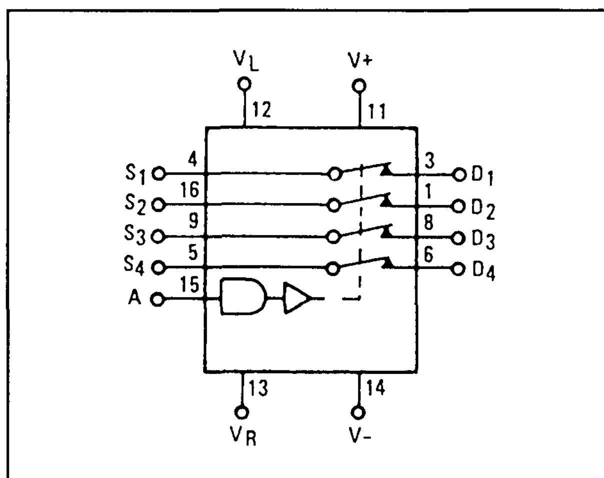


IH 5045 2 x (2 → 2)

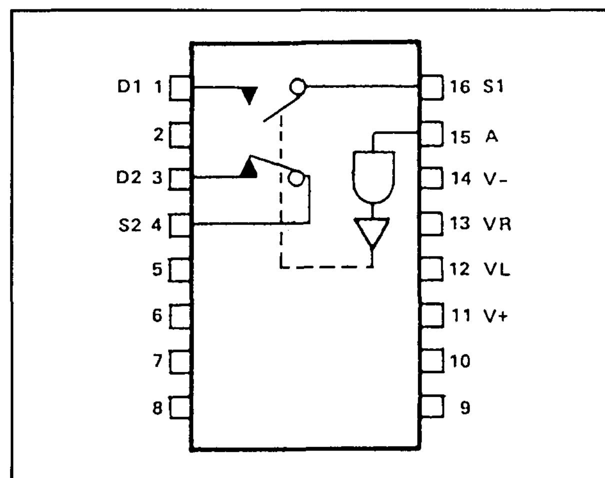


HI-5046 1 x (4 → 4)

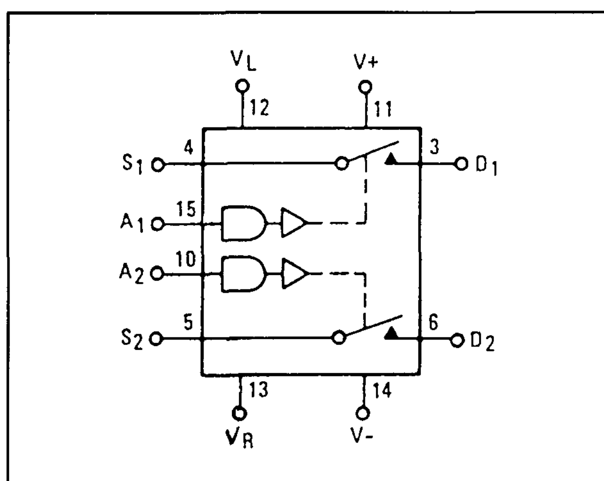
6.26 Schakelaar-IC's



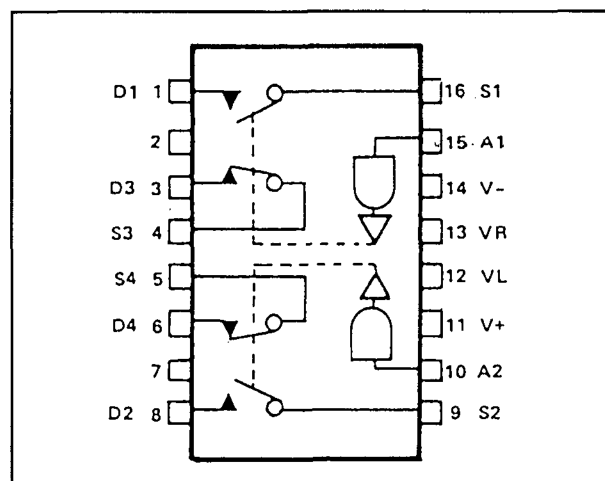
HI-5047 1 x (4 → 4)



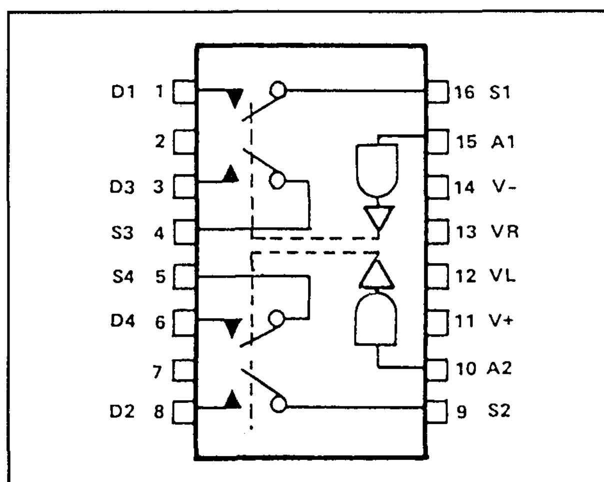
HI-5050 1 x (2 → 2)



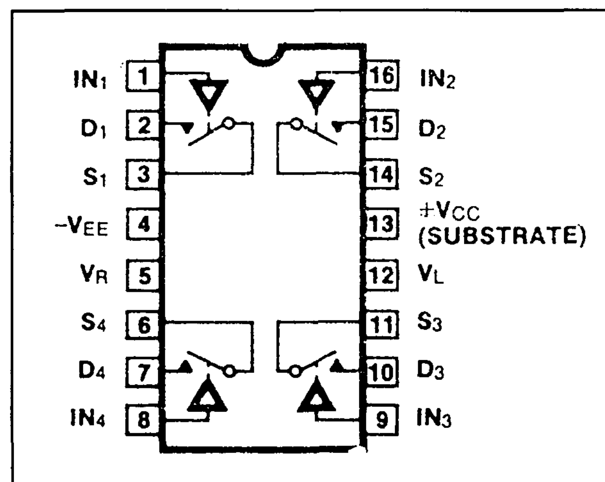
HI-5048 2 x (1 → 1)



HI-5051 2 x (2 → 2)

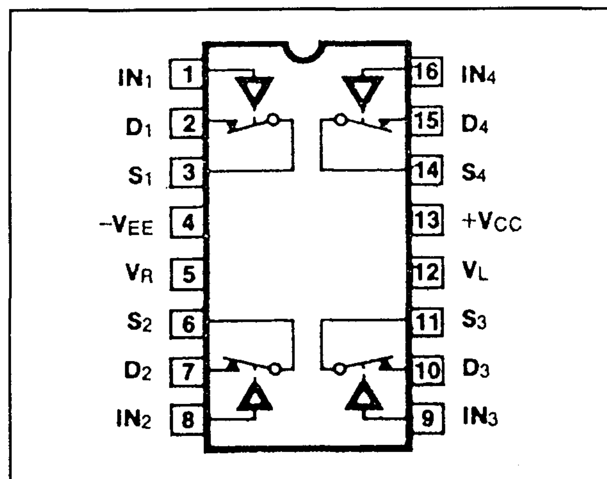


HI-5049 2 x (2 → 2)

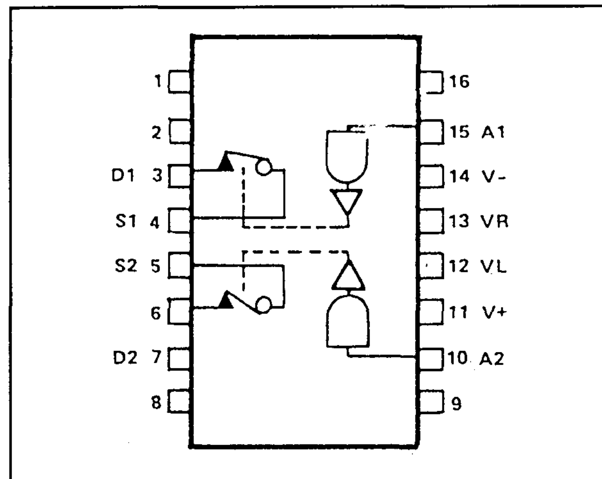


IH 5052 4 x (1 → 1)

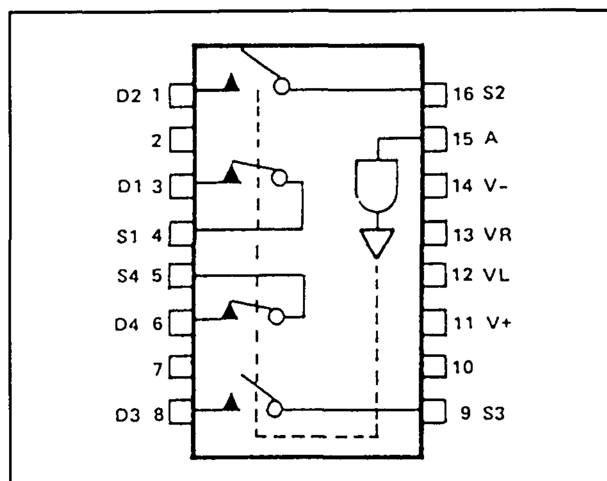
6.26 Schakelaar-IC's



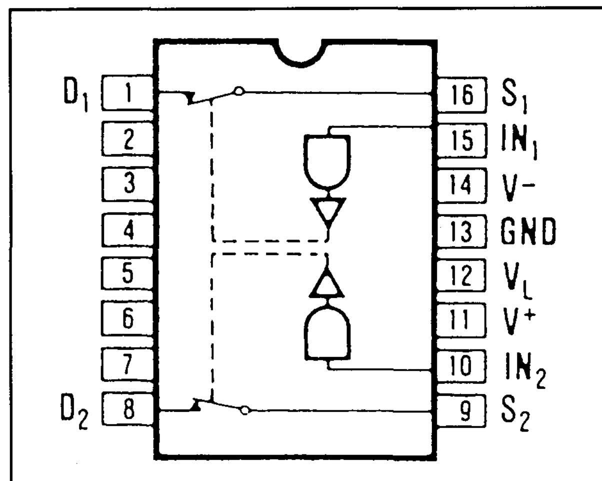
IH 5053 4 x (1 → 1)



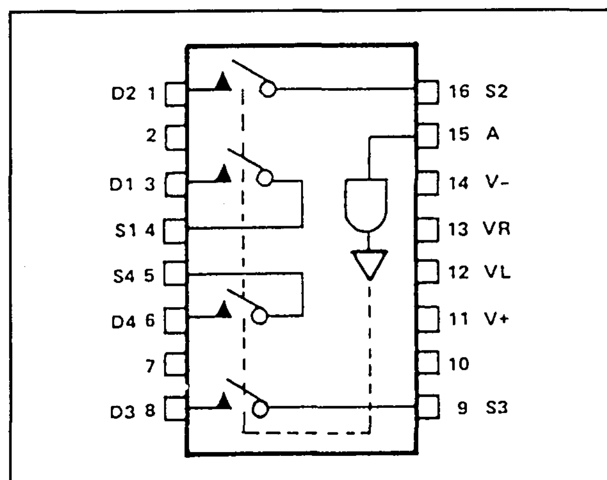
HI-5048 2 x (1 → 1)



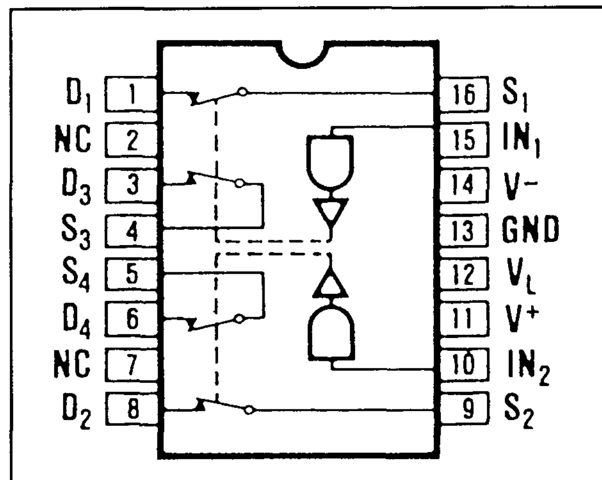
HI-5046 1 x (4 → 4)



IH 5048 2 x (1 → 1)

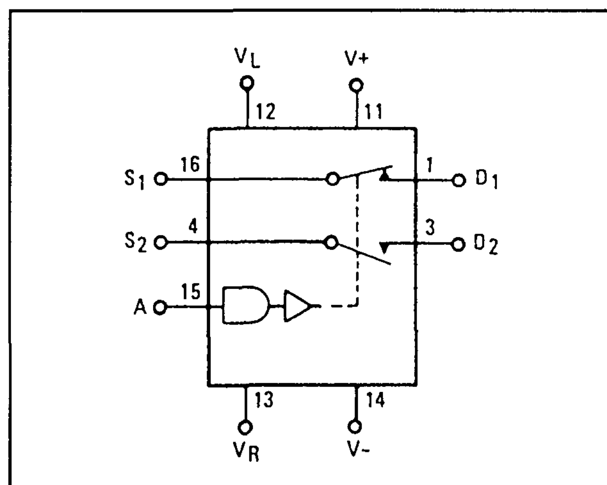


HI-5047 1 x (4 → 4)

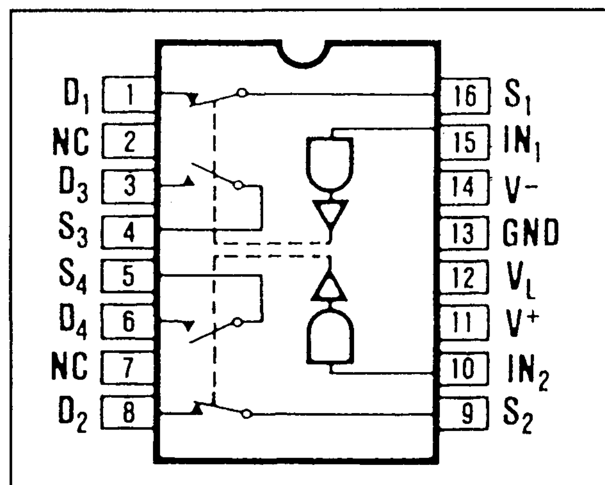


IH 5049 2 x (2 → 2)

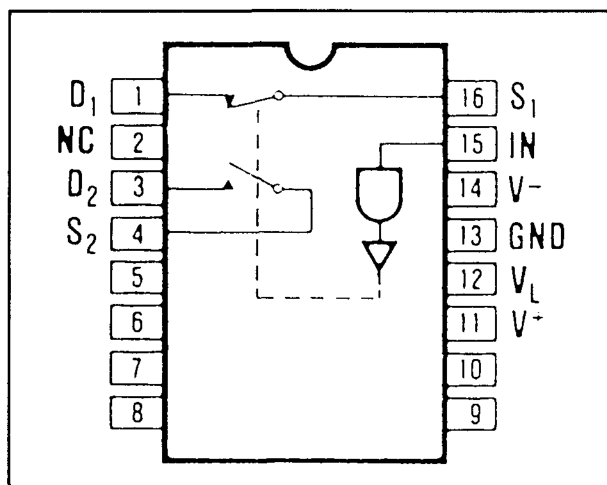
6.26 Schakelaar-IC's



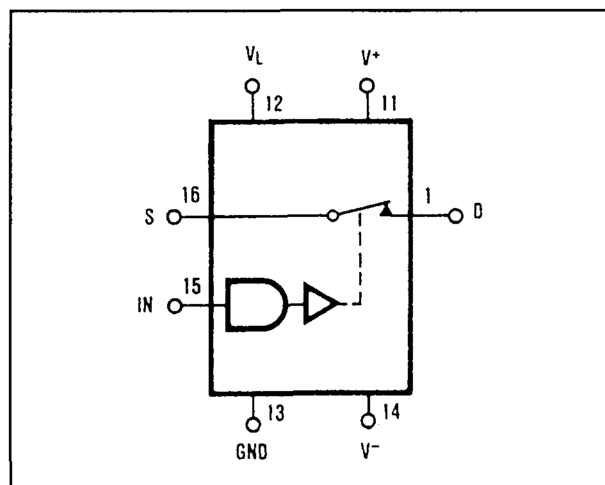
HI-5050 1 x (2 → 2)



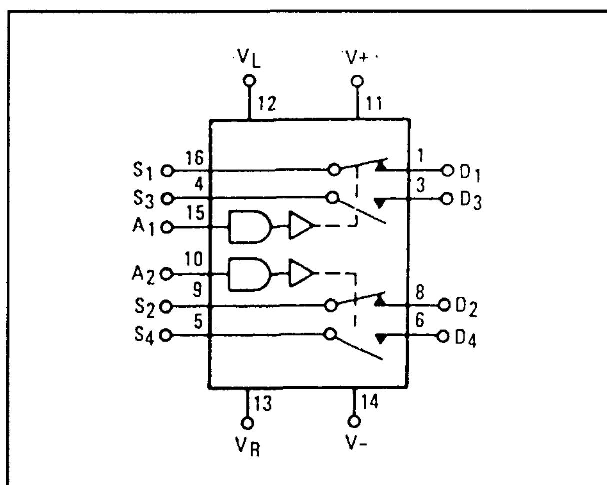
IH 5051 2 x (2 → 2)



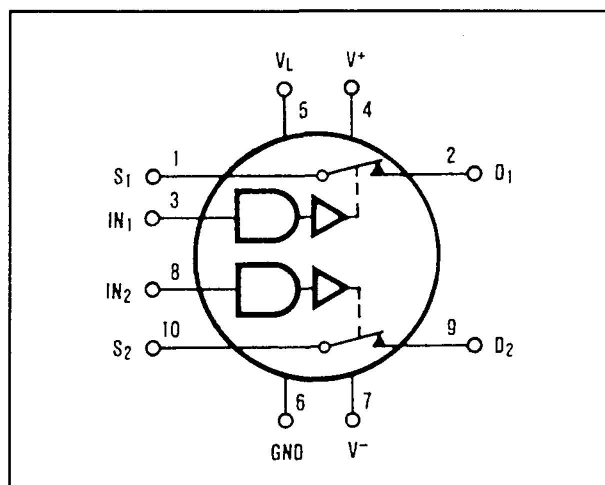
IH 5050 1 x (2 → 2)



IH 5140 1 x (1 → 1)

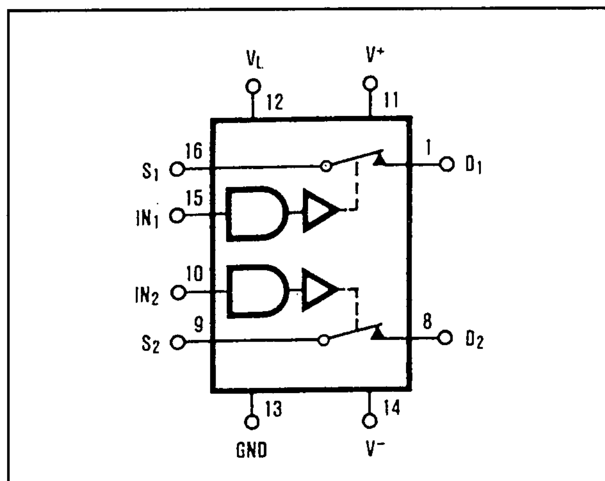


HI-5051 2 x (2 → 2)

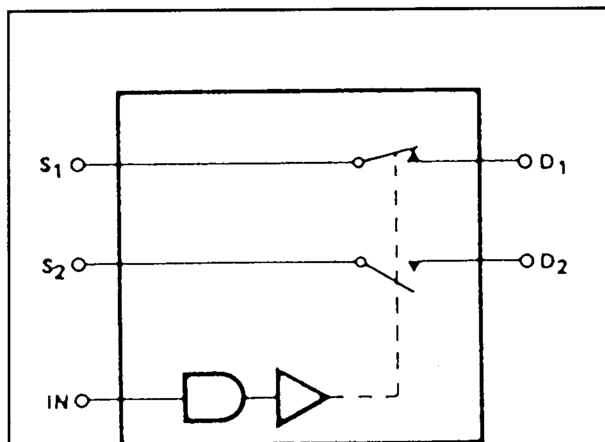


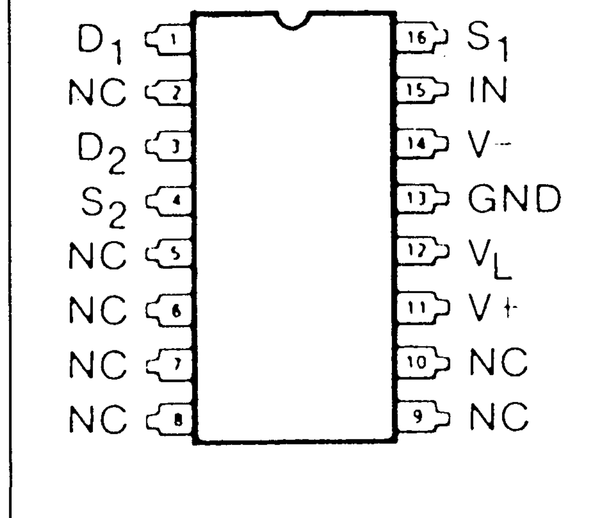
IH 5141 2 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

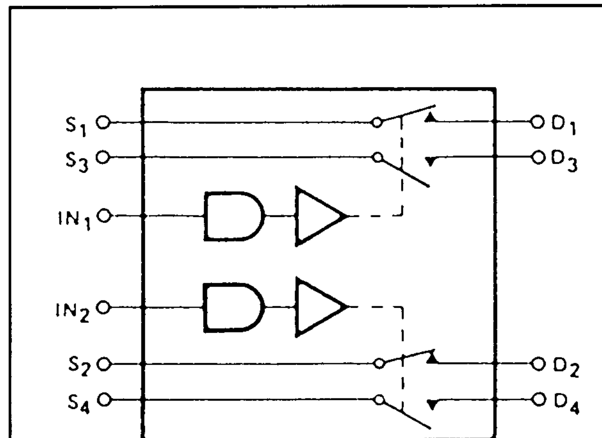


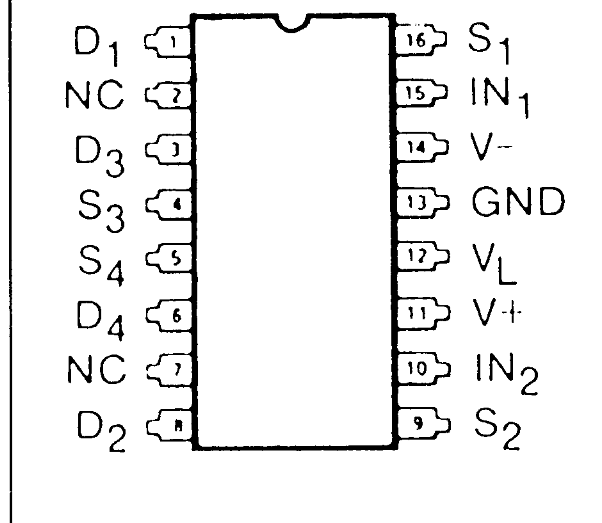
IH 5141 2 x (1 → 1)



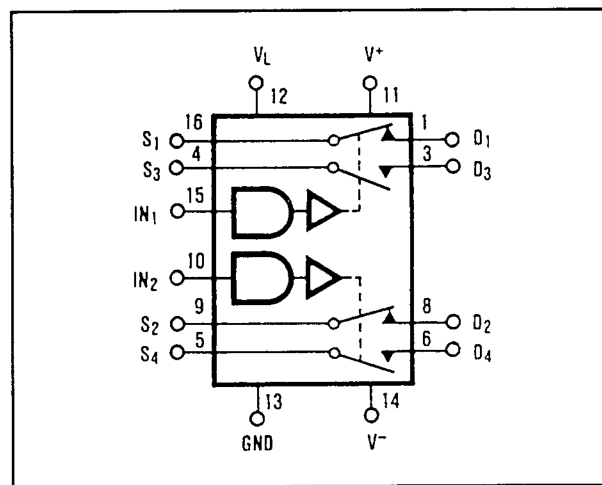


DG 5142 1 x (2 → 2)



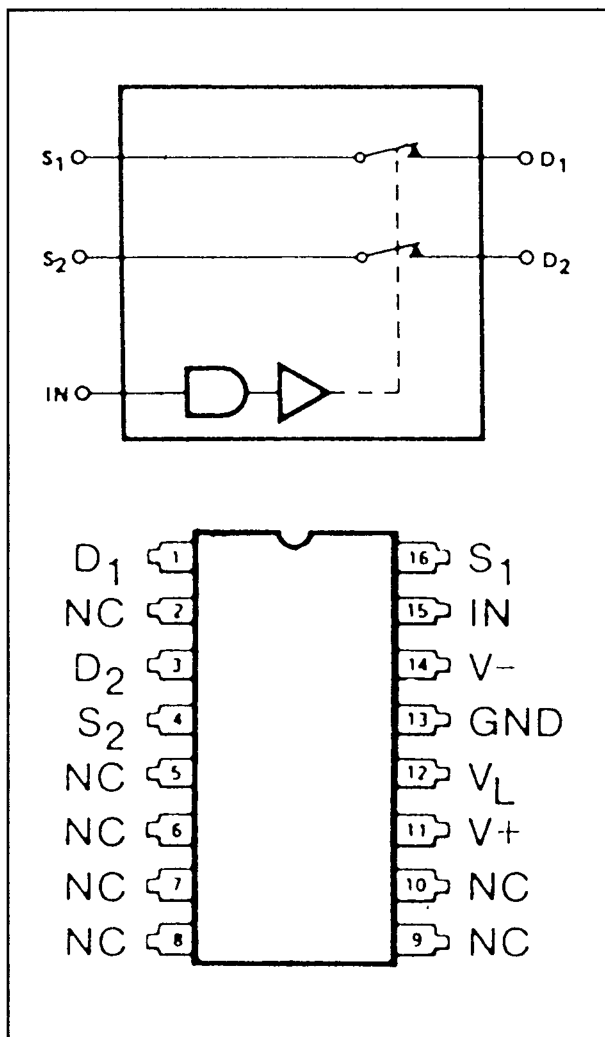


DG 5143 2 x (2 → 2)

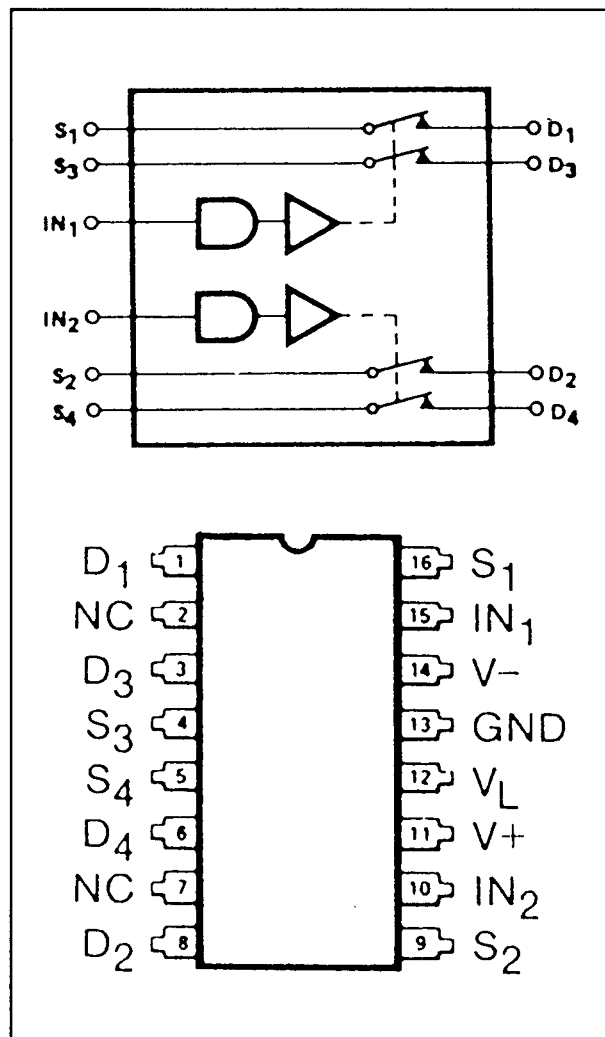


IH 5143 2 x (2 → 2)

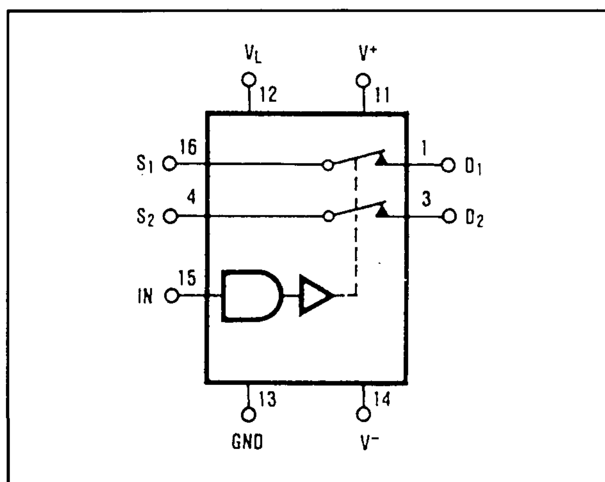
6.26 Schakelaar-IC's



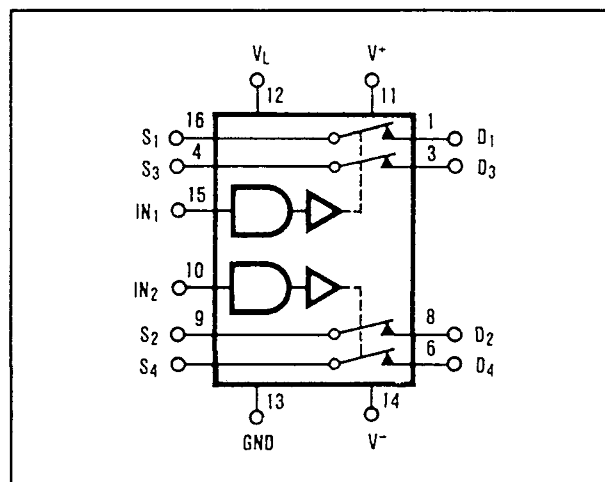
DG 5144 1 x (2 → 2)



DG 5145 2 x (2 → 2)

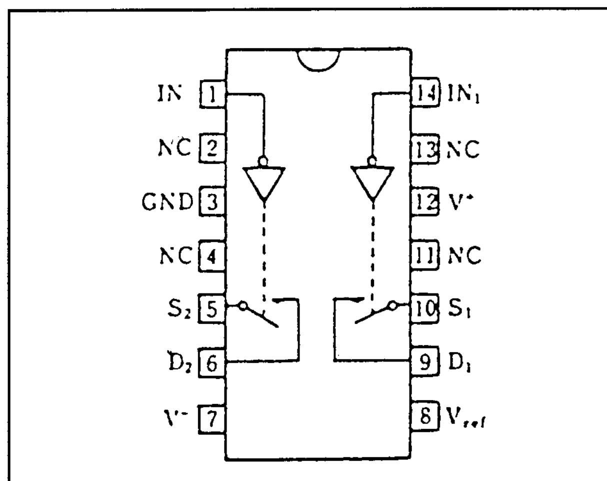


IH 5144 1 x (2 → 2)

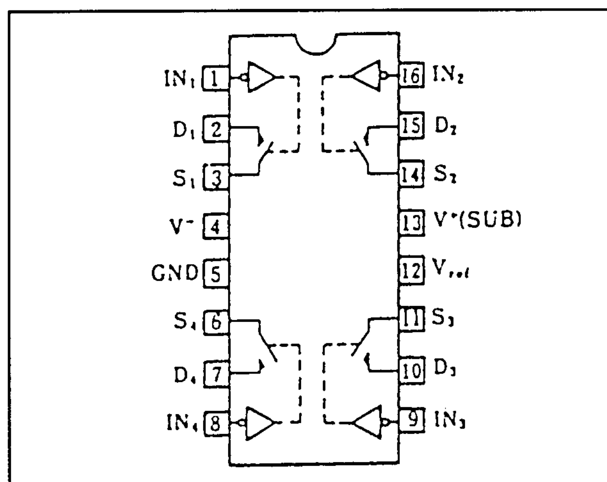


IH 5145 2 x (2 → 2)

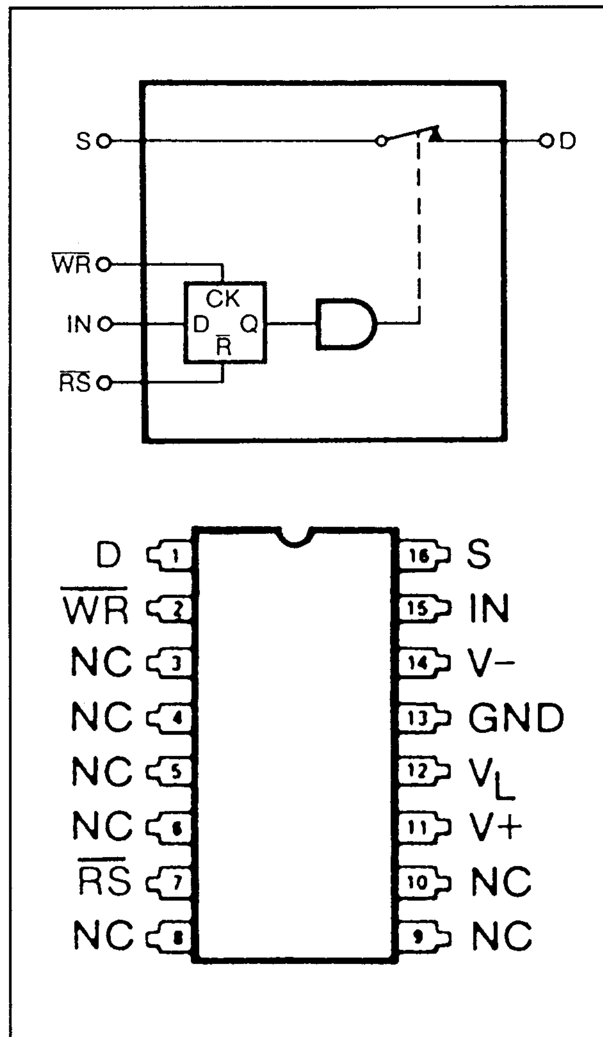
6.26 Schakelaar-IC's



µPD 5200 2 x (1 → 1)

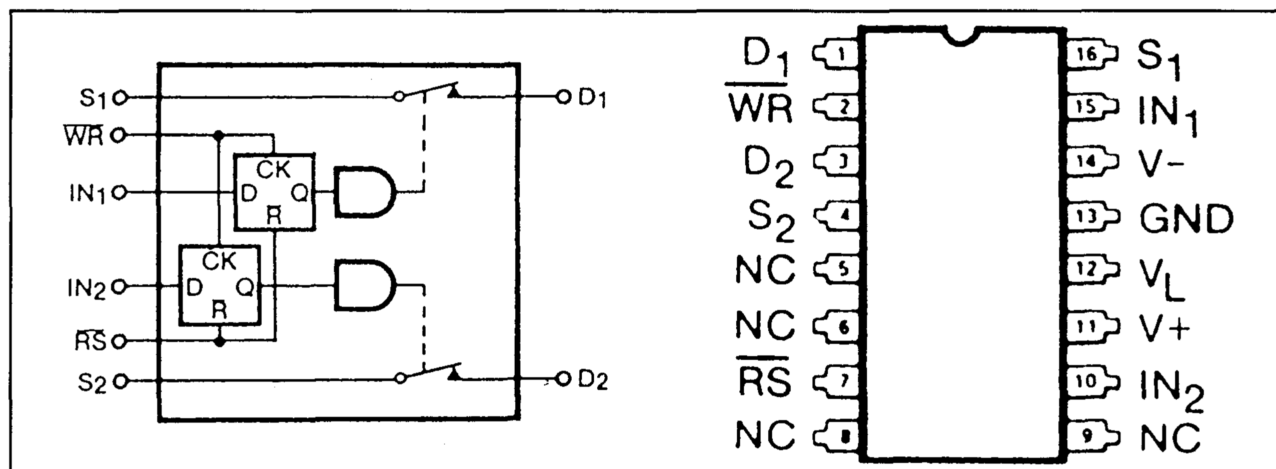


µPD 5201 4 x (1 → 1)

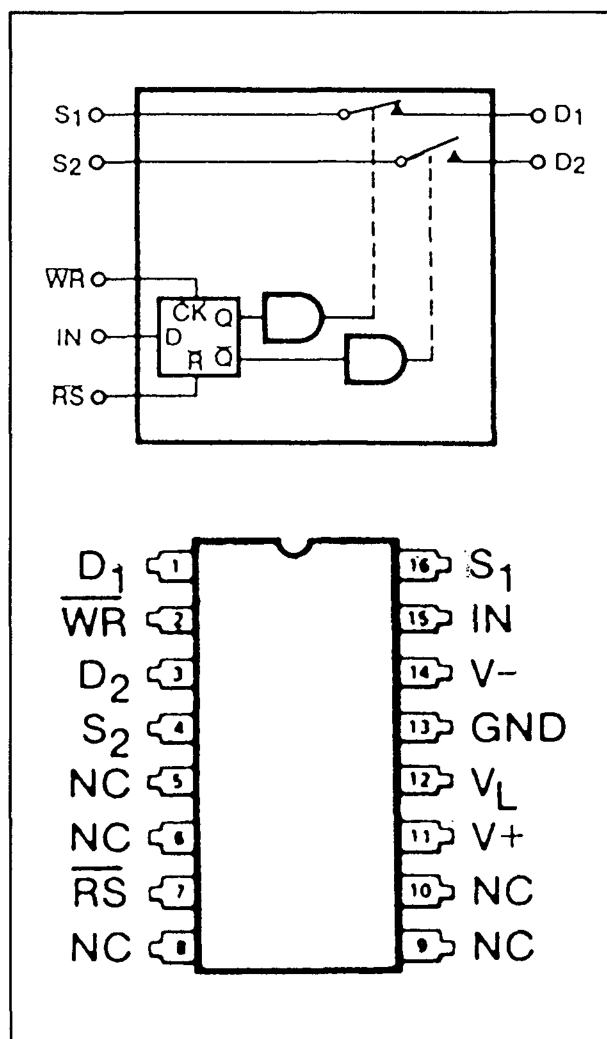


DG 5240 1 x (1 → 1), latched

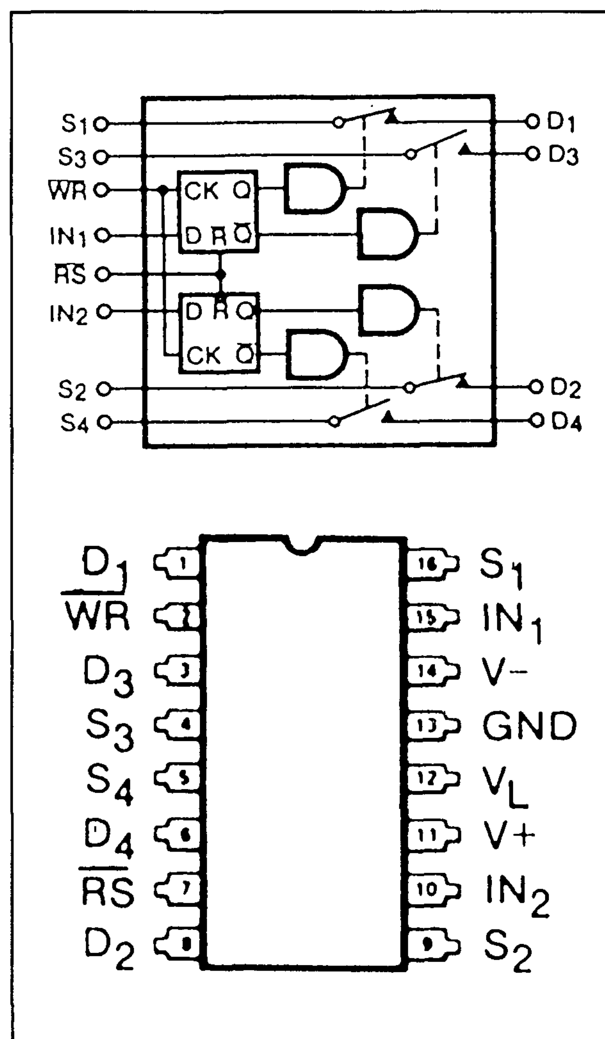
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5241 2 x (1 → 1), latched

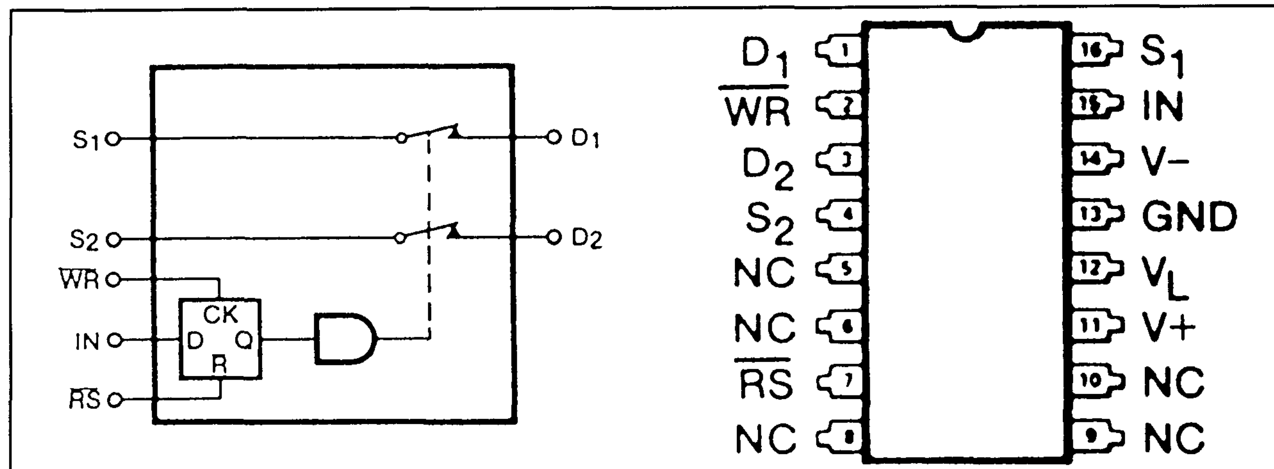


DG 5242 1 x (2 → 2), latched

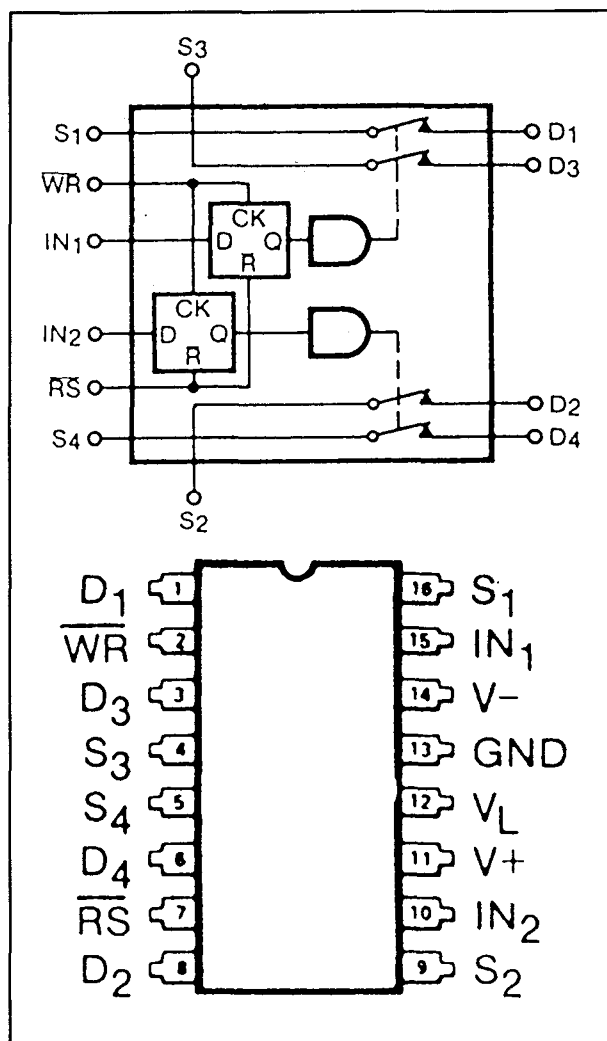


DG 5243 2 x (2 → 2), latched

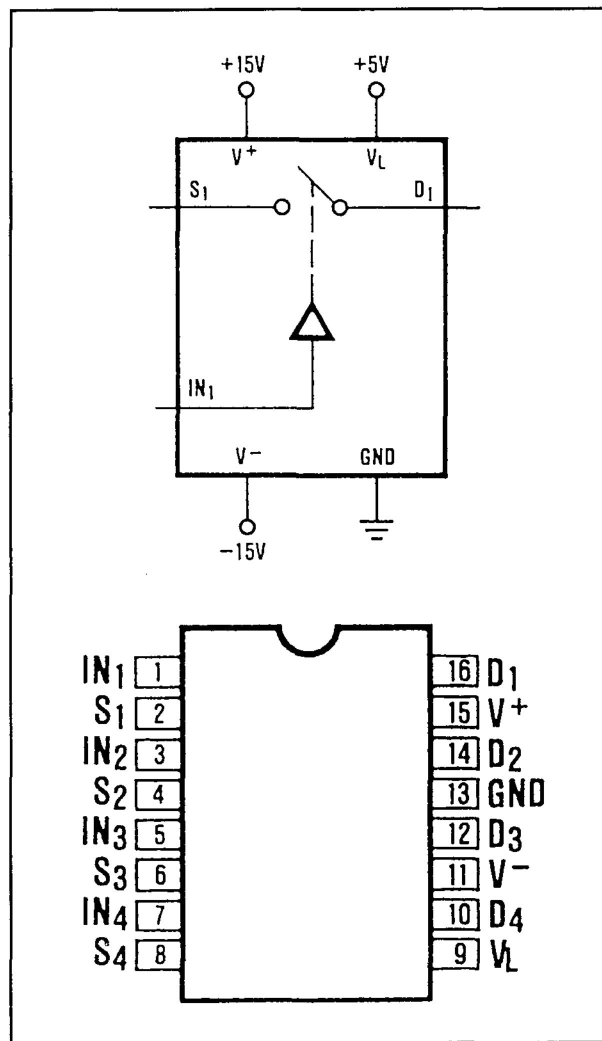
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5244 1 x (2 → 2), latched

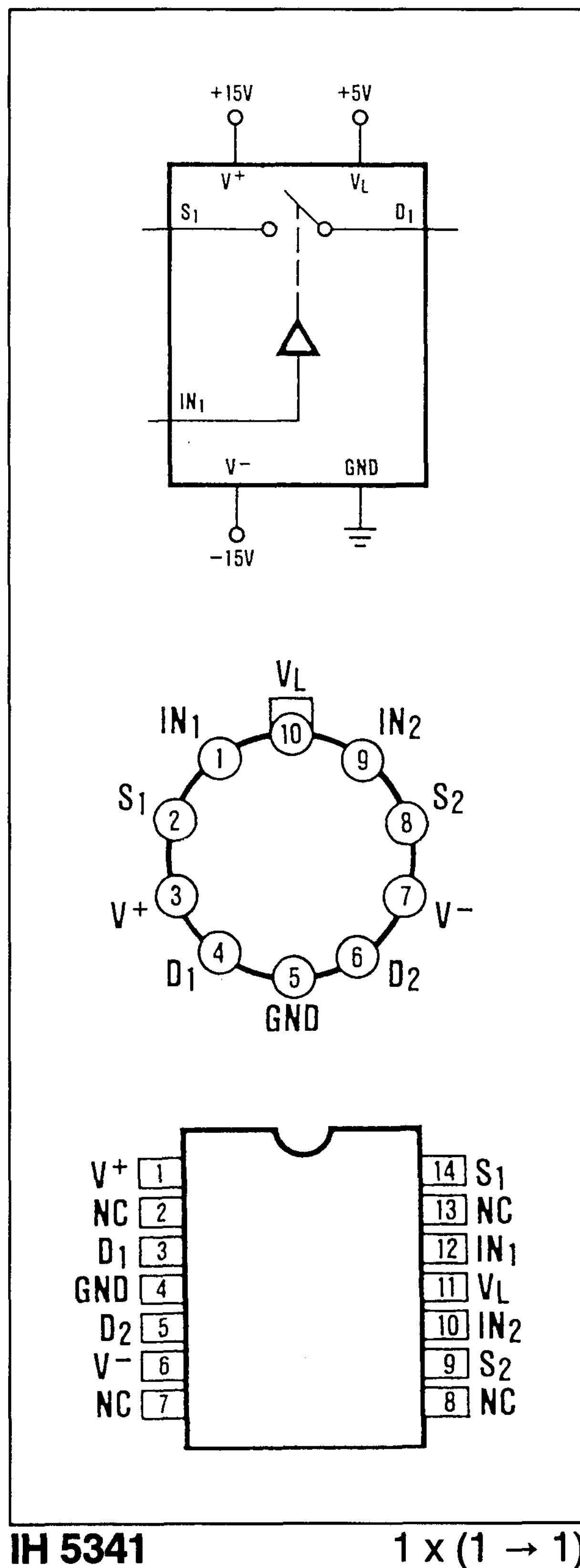


DG 5245 2 x (2 → 2), latched

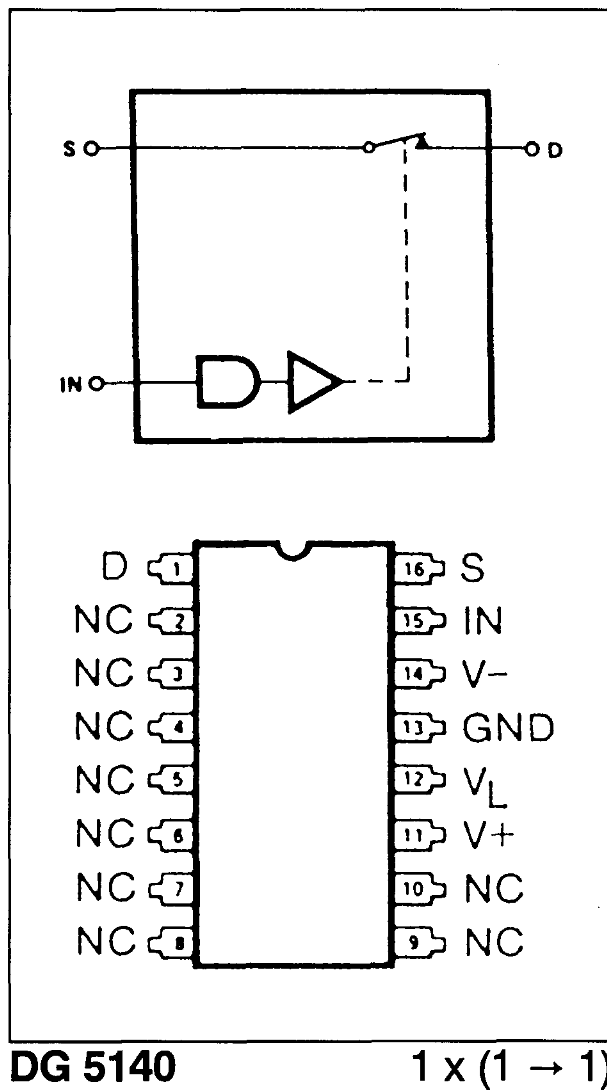


IH 5352 1 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

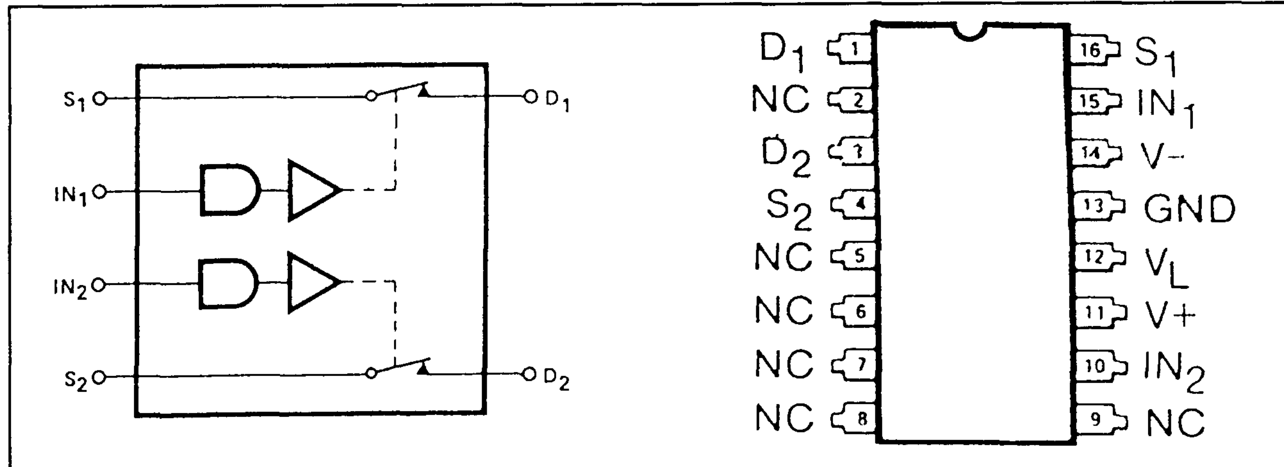


IH 5341 1 x (1 → 1)

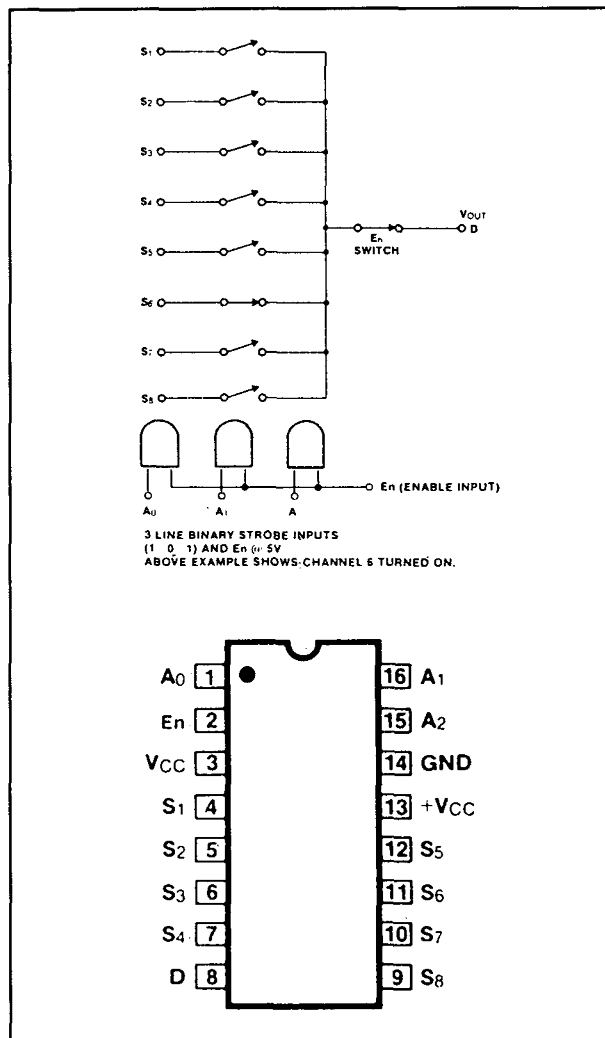


DG 5140 1 x (1 → 1)

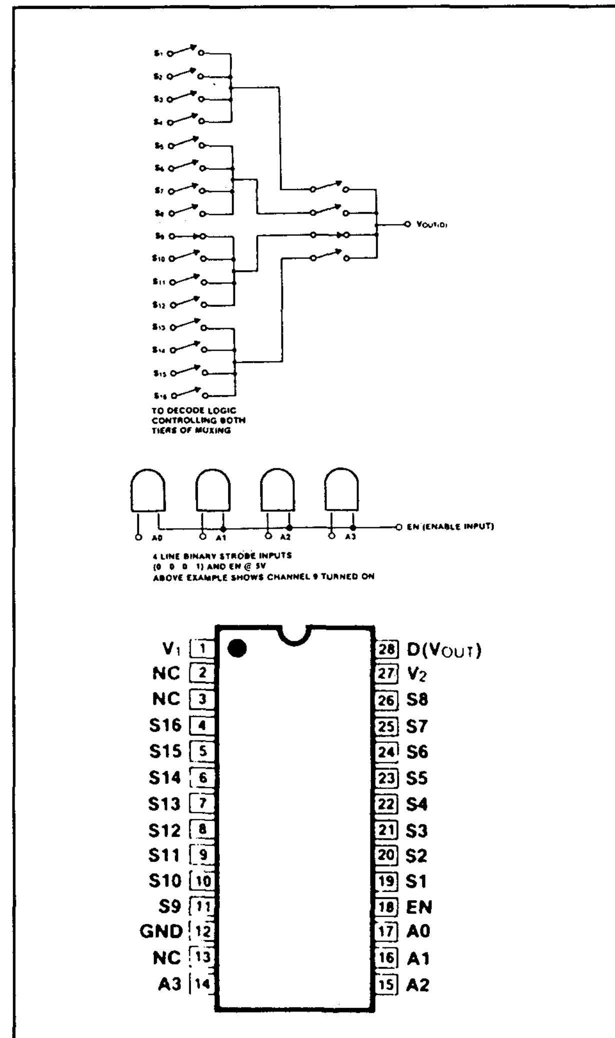
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5141 2 x (1 → 1)

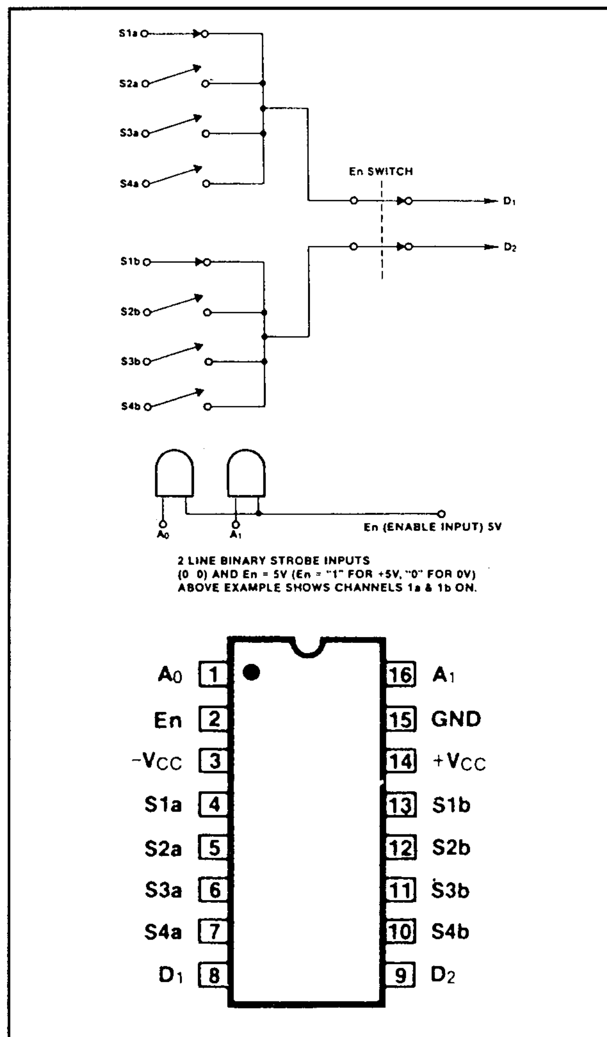


IH 6108 1 x (8 → 1)

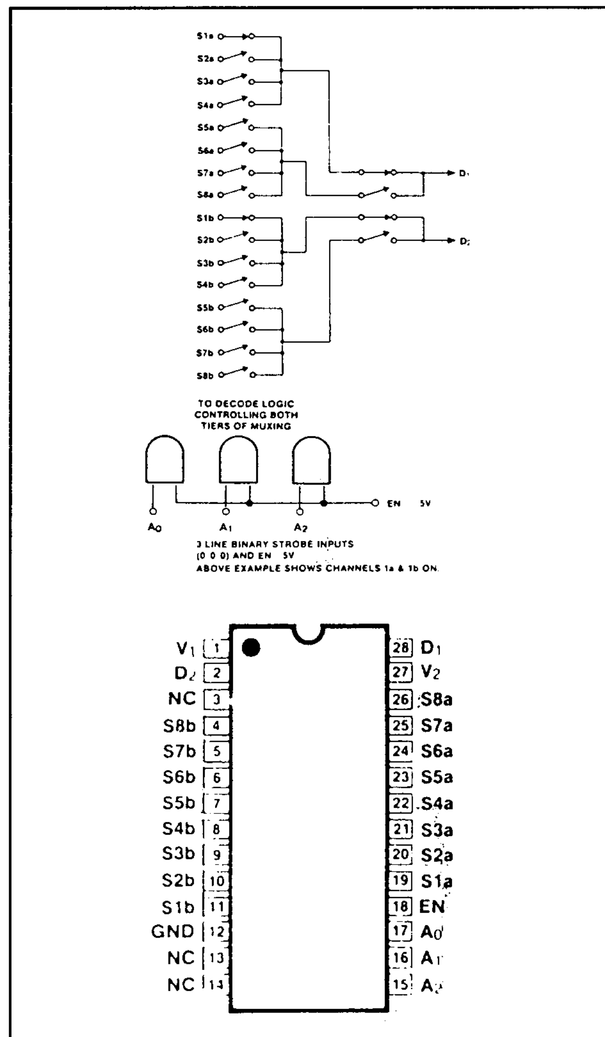


IH 6116 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

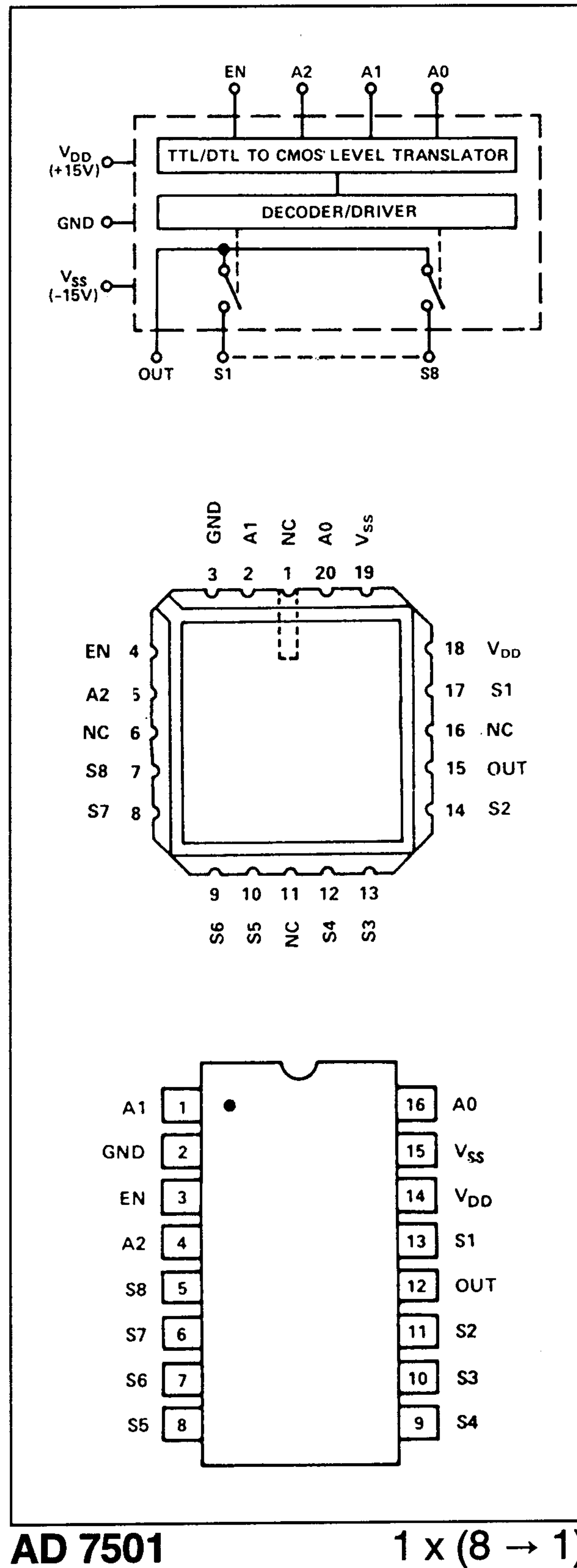


IH 6208 2 x (4 → 1)

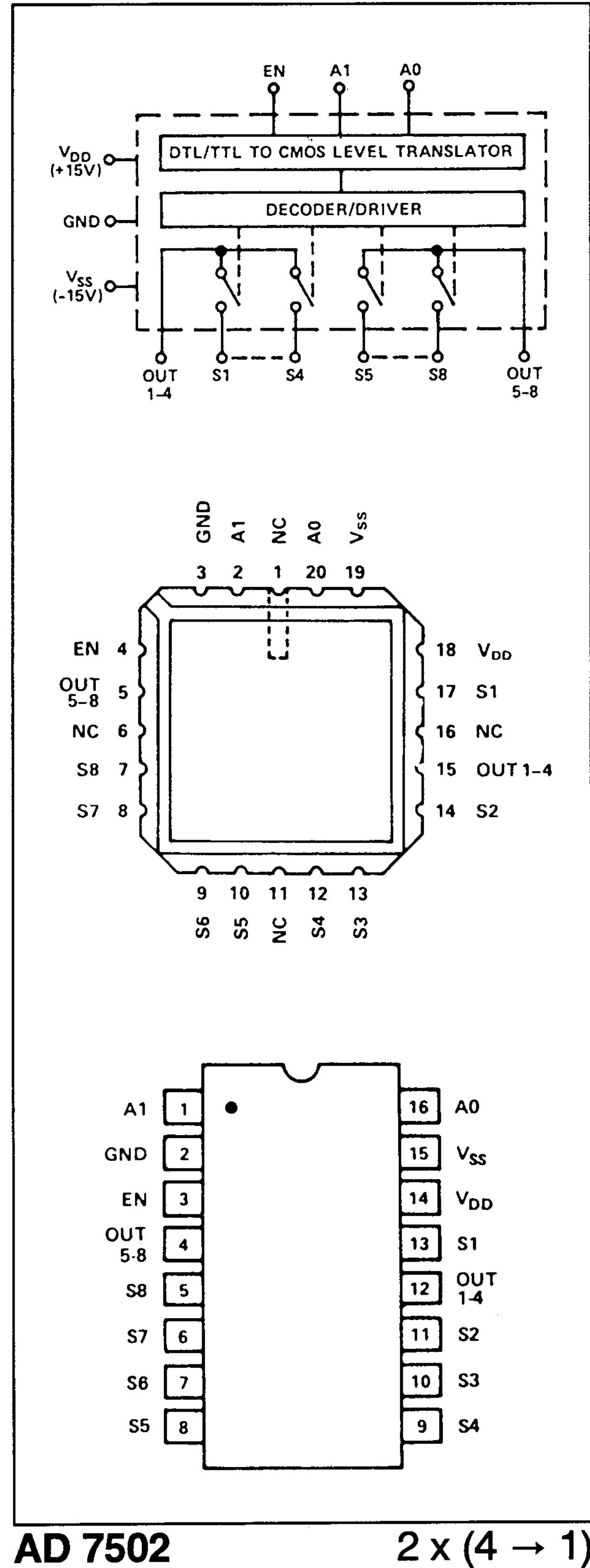


IH 6216 2 x (8 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

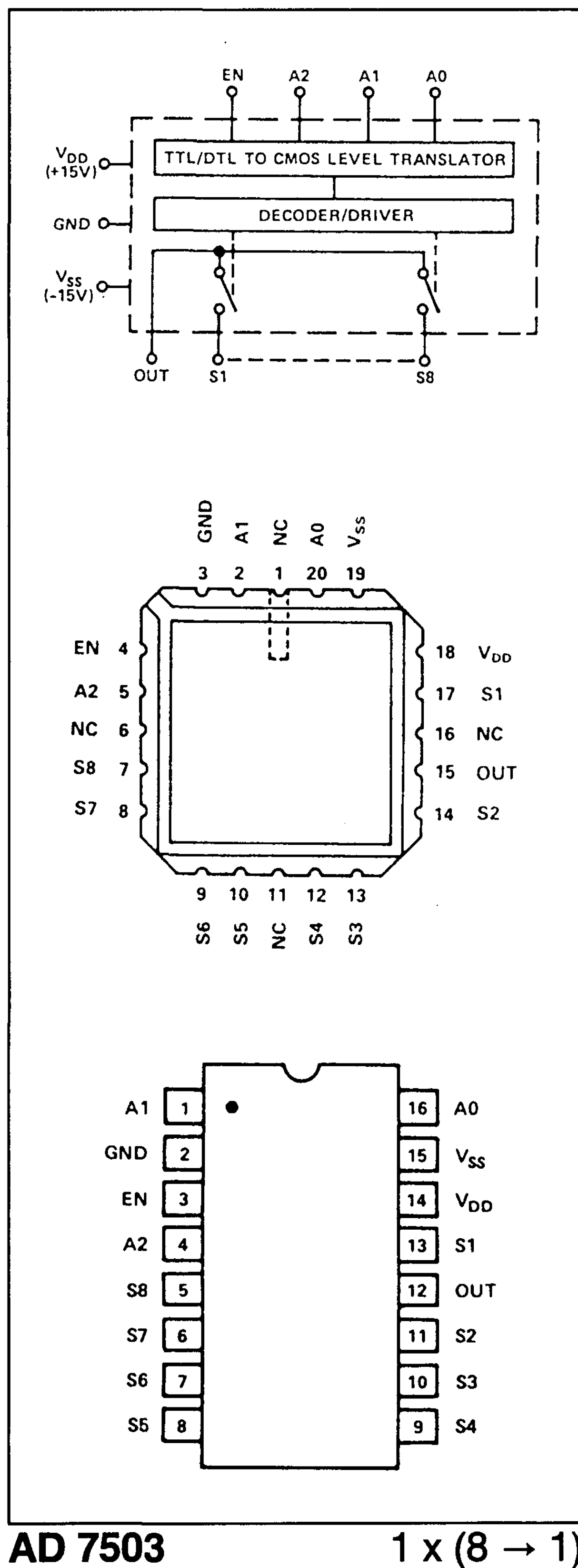


AD 7501 1 x (8 → 1)

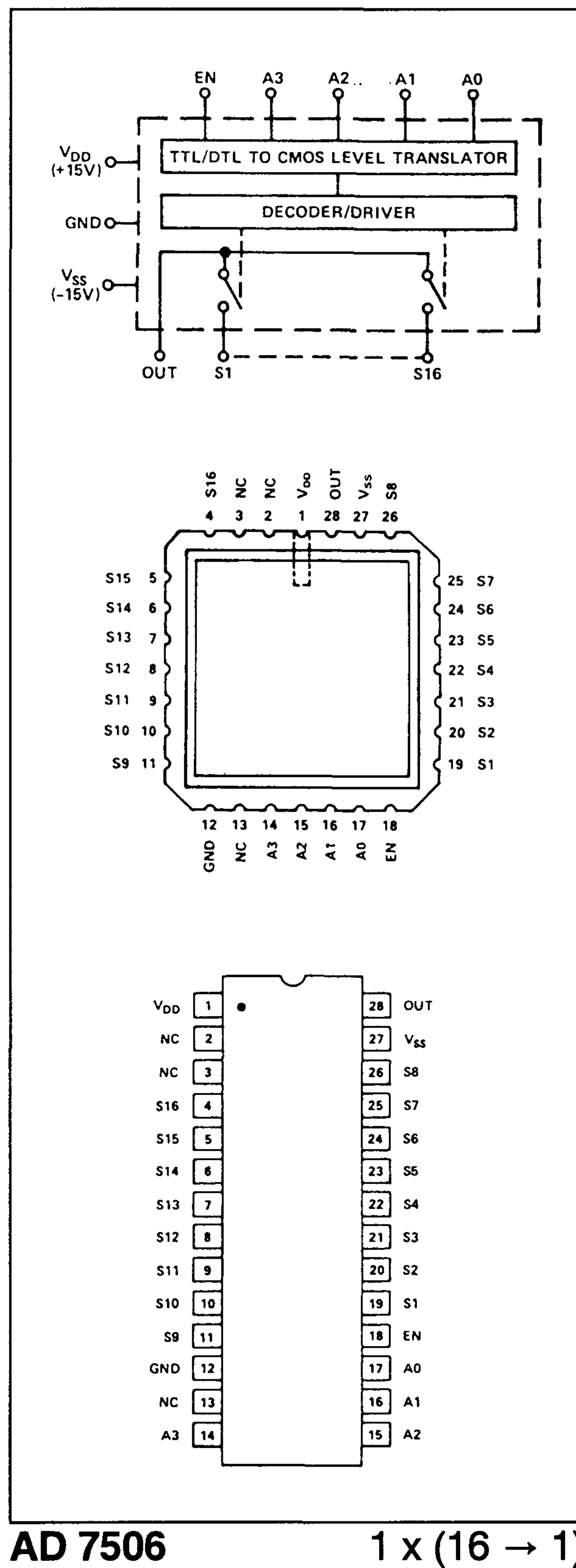


AD 7502 2 x (4 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

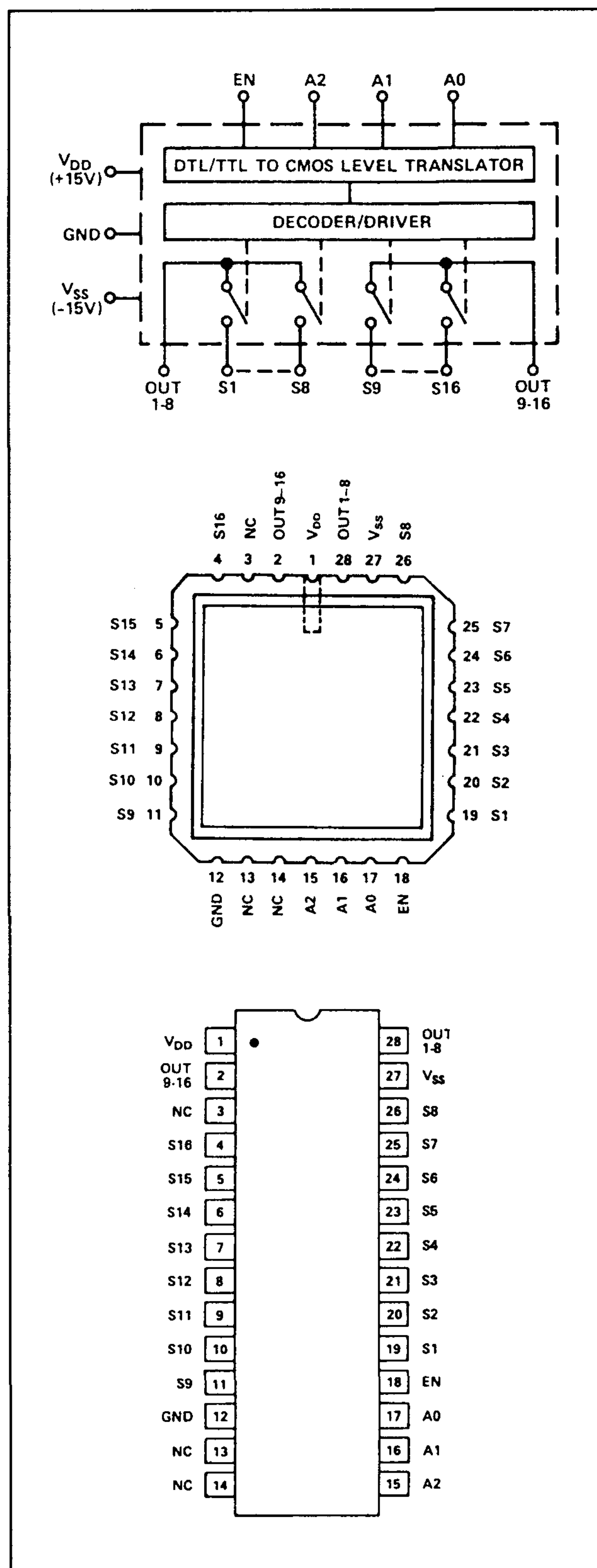


AD 7503 1 x (8 → 1)

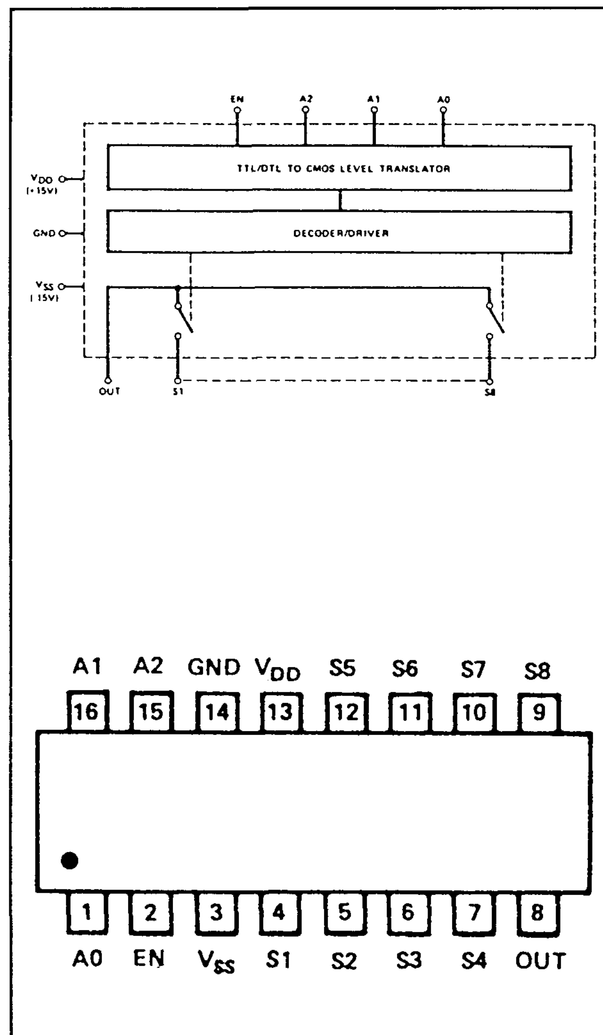


AD 7506 1 x (16 → 1)

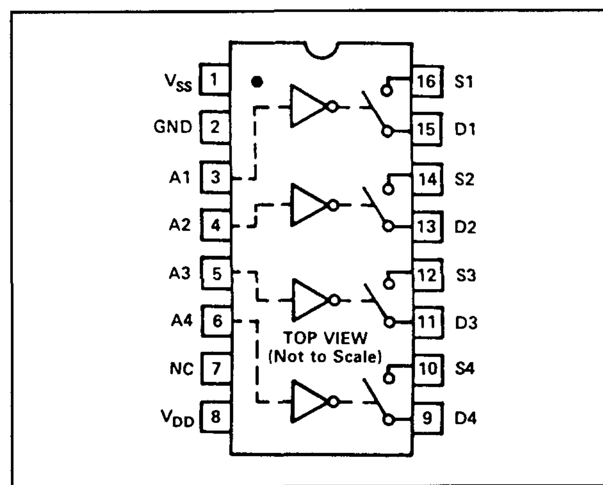
6.26 Schakelaar-IC's



AD 7507) 2 x (8 → 1)

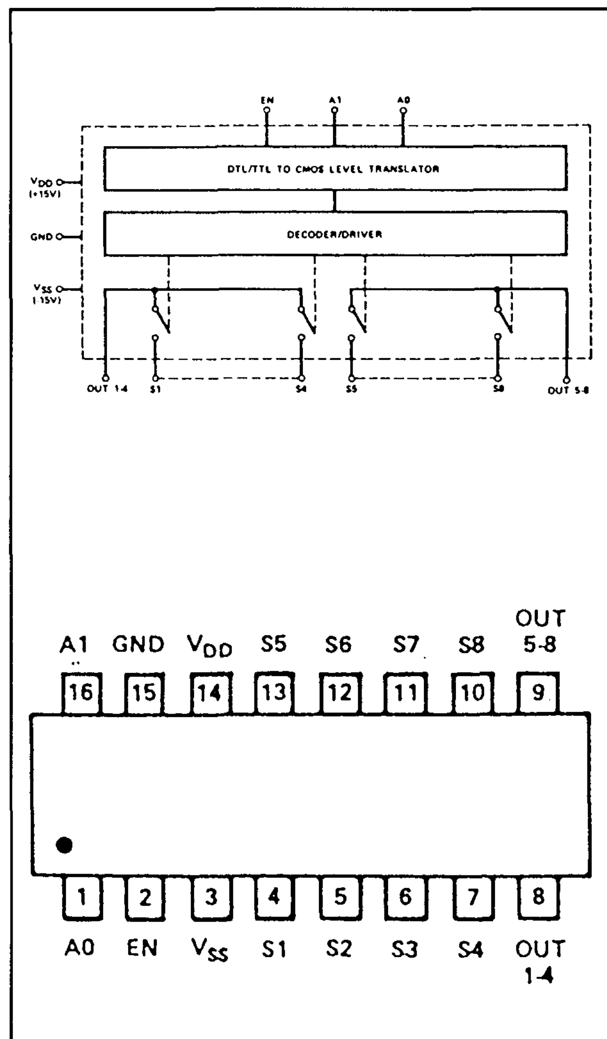


MP 7508 1 x (8 → 1)

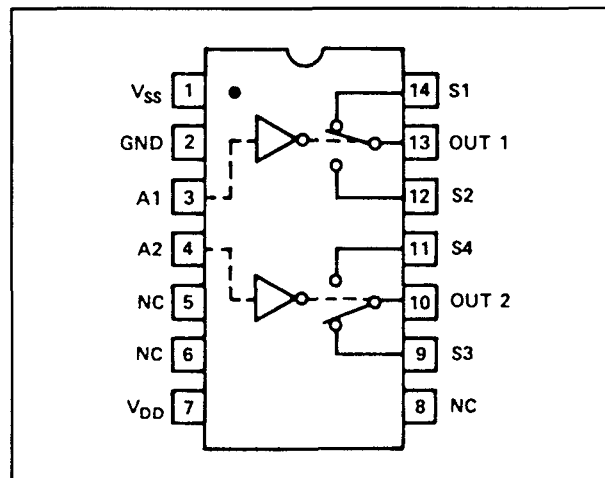


AD 7510 4 x (1 → 1)

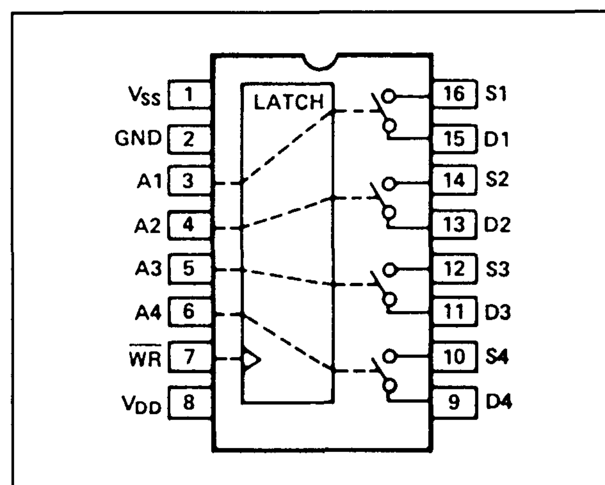
6.26 Schakelaar-IC's



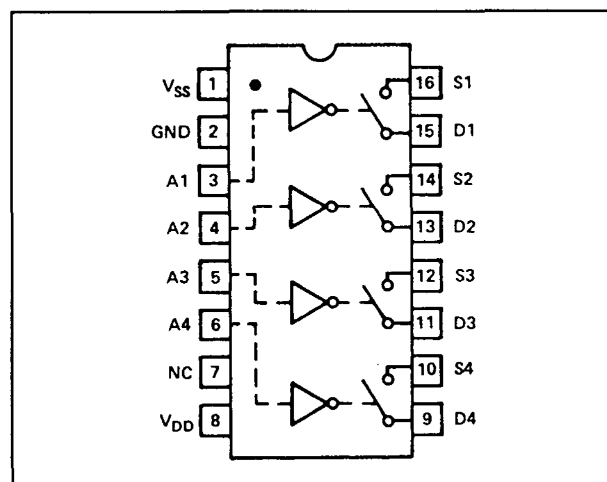
MP 7509 2 x (4 → 1)



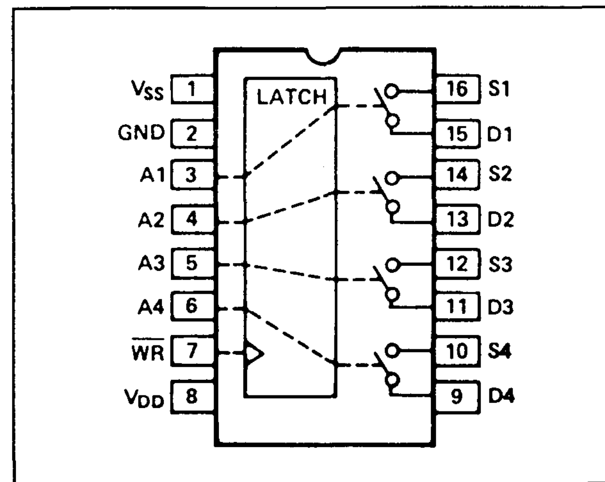
AD 7512 2 x (2 → 1)



AD 7590 4 x (1 → 1), latched

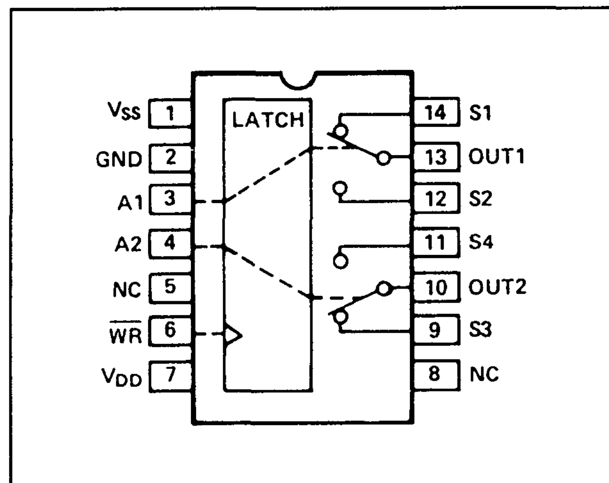


AD 7511 4 x (1 → 1)

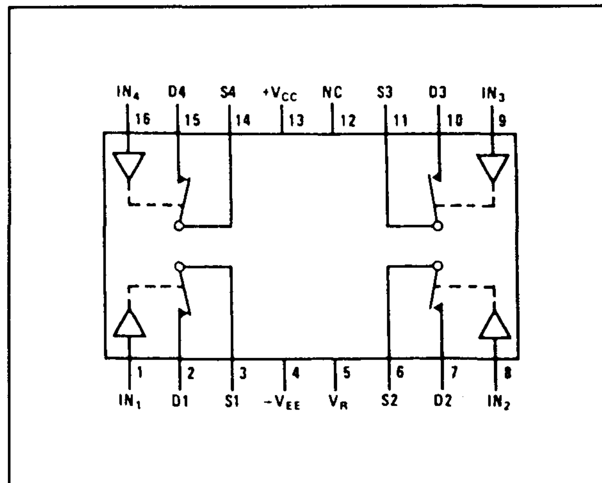


AD 7591 4 x (1 → 1), latched

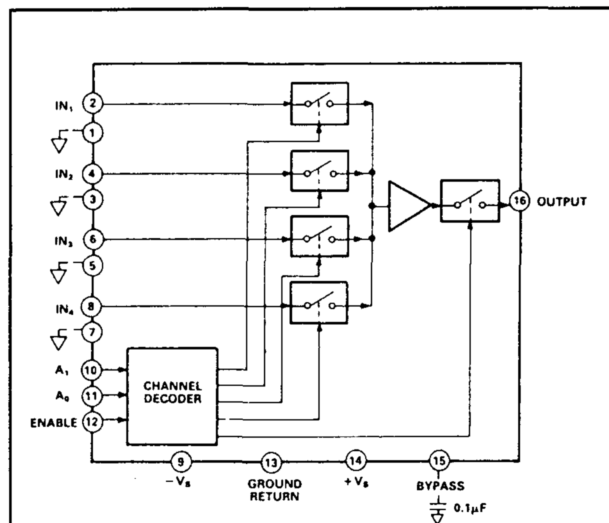
6.26 Schakelaar-IC's



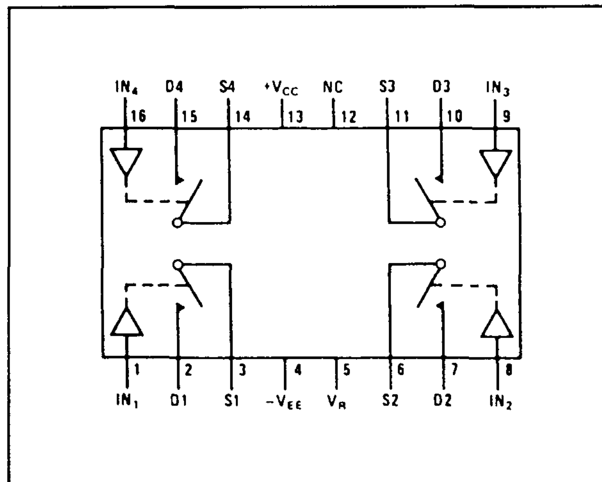
AD 7592 2 x (2 → 1), latched



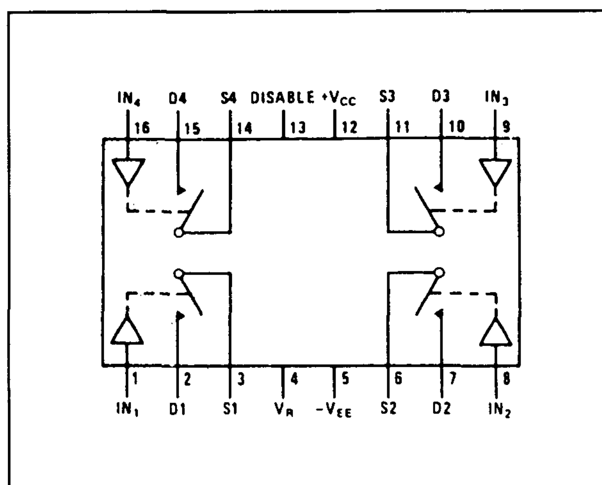
LF 11201 4 x (1 → 1)



AD 9300 1 x (4 → 1), video

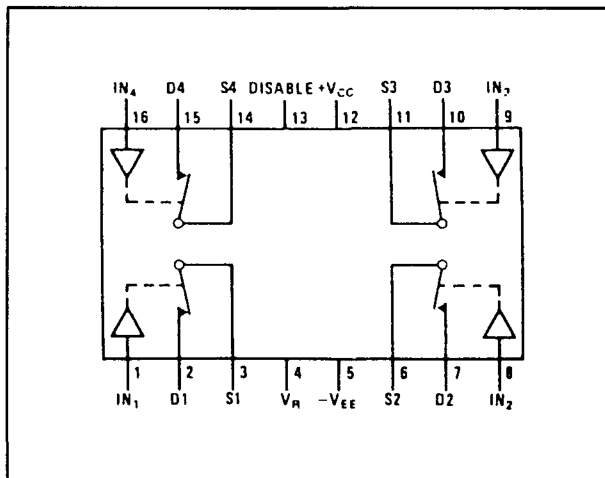


LF 11202 4 x (1 → 1)

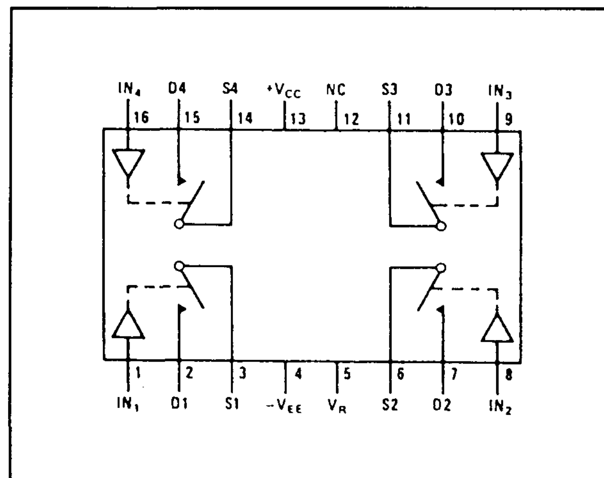


LF 11331 4 x (1 → 1)

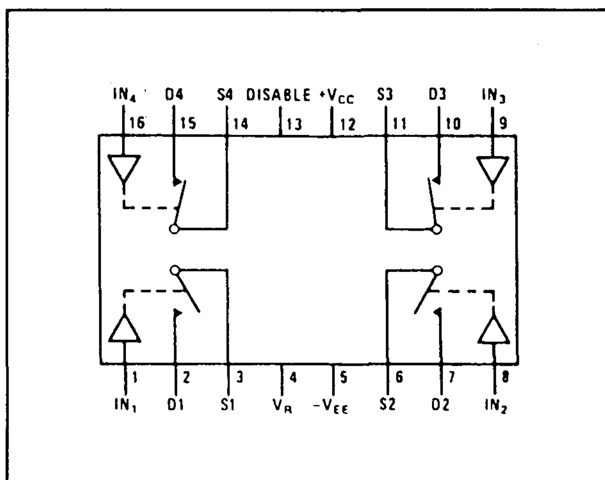
6.26 Schakelaar-IC's



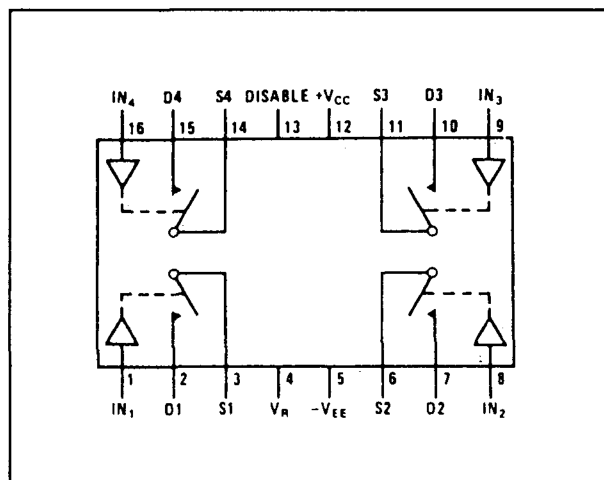
LF 11332 4 x (1 → 1)



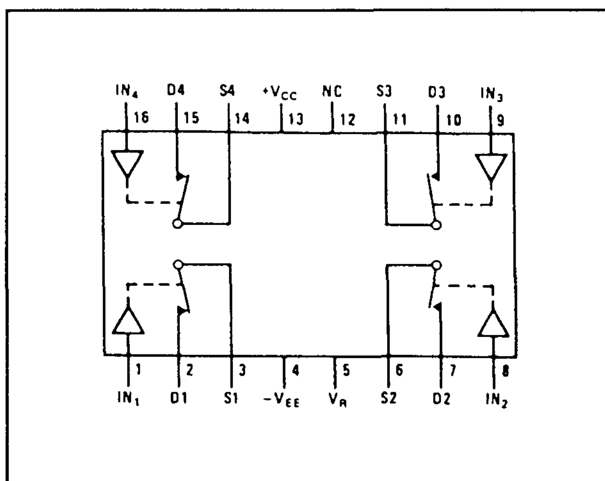
LF 13202 4 x (1 → 1)



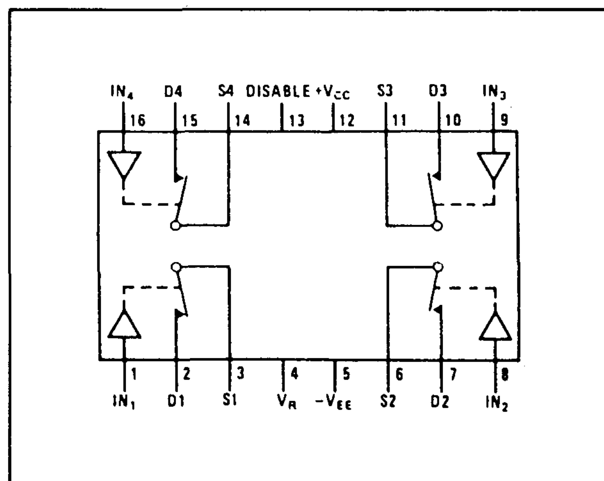
LF 11333 4 x (1 → 1)



LF 13331 4 x (1 → 1)

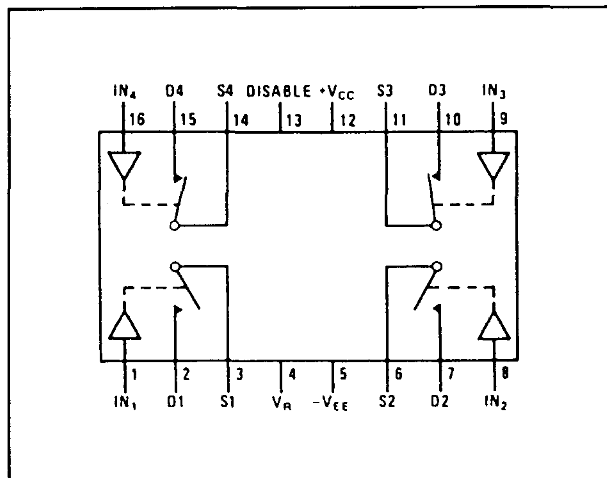


LF 13201 4 x (1 → 1)

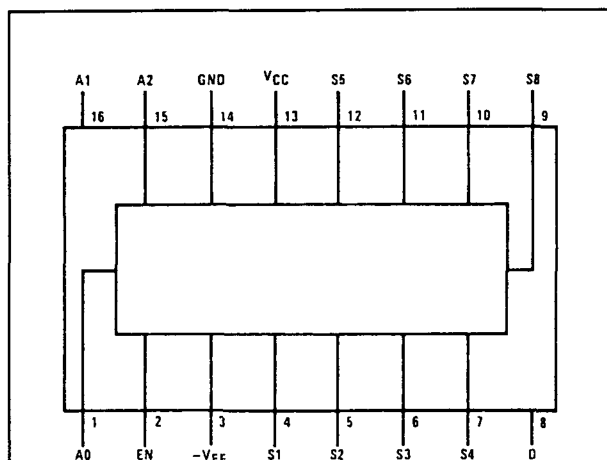


LF 13332 4 x (1 → 1)

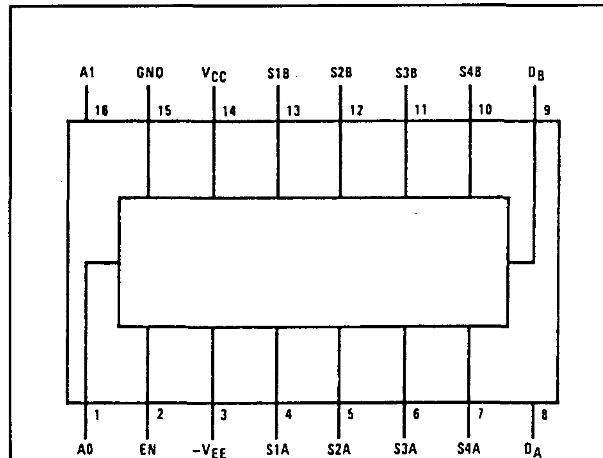
6.26 Schakelaar-IC's



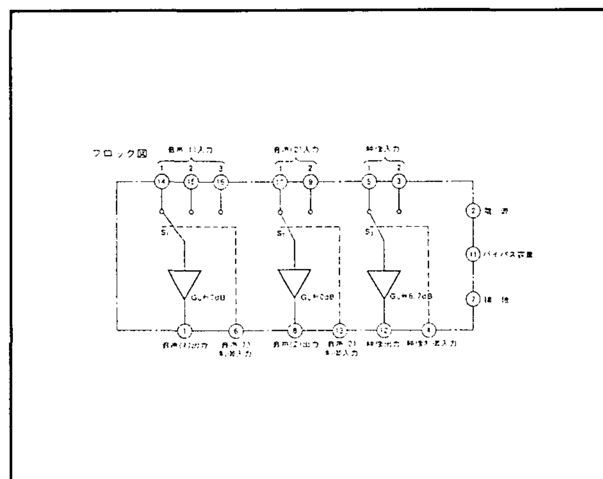
LF 13333 4 x (1 → 1)



LF 13508 1 x (8 → 1)

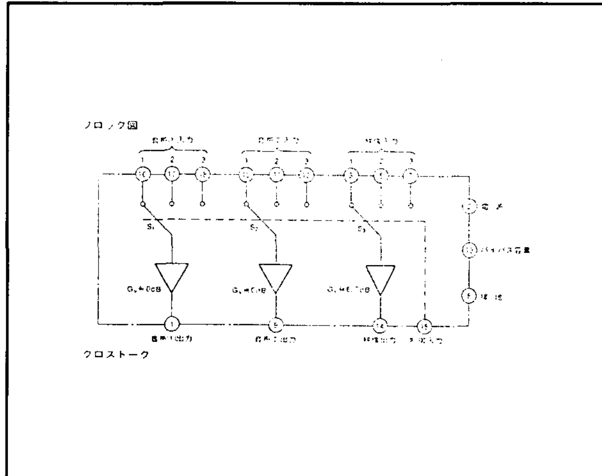


LF 13509 2 x (4 → 1)

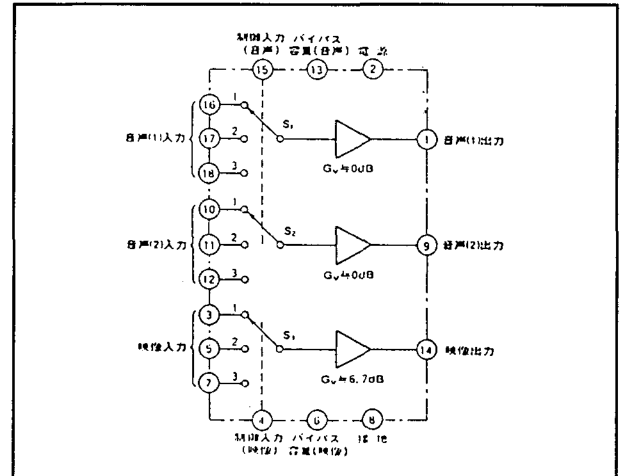


M 51320 3 x (2 → 1), video

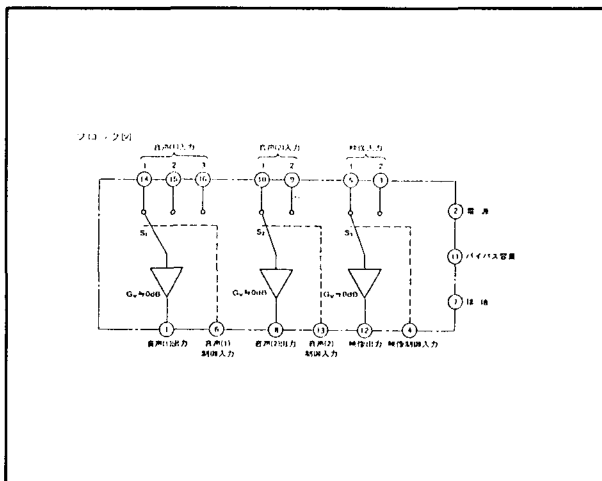
6.26 Schakelaar-IC's



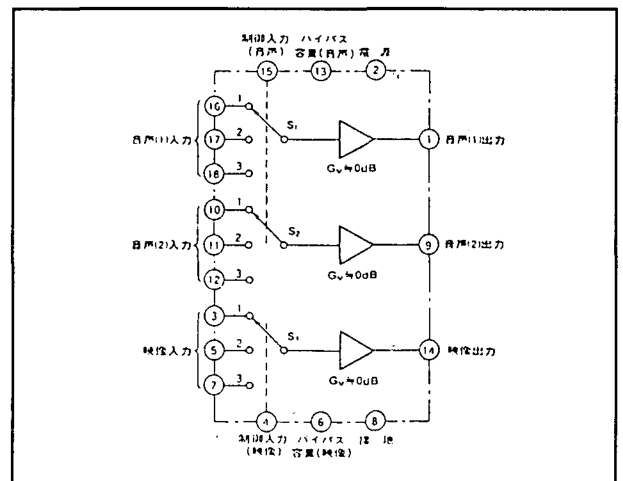
M 51321 1 x (3 → 3), video



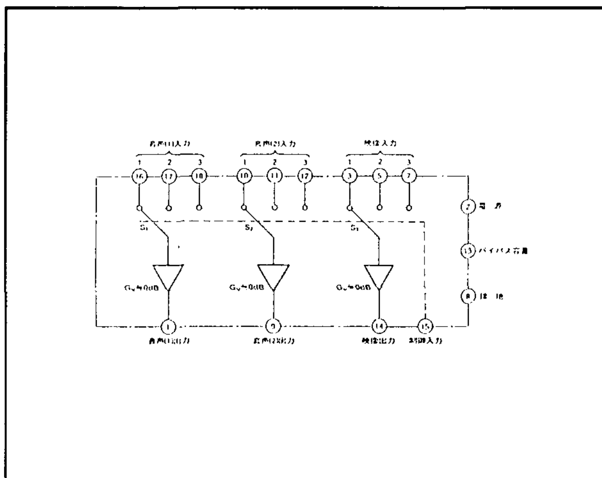
M 51329 3 x (3 → 3), video



M 51326 3 x (2 → 1), video



M 51330 3 x (3 → 3), video



M 51327 1 x (3 → 3), video

6.26 Schakelaar-IC's

6/9

Microprocessoren en hun perifere schakelingen

Inhoud

[1] Dit hoofdstuk heeft een eigen inhoudsopgave

[1] Dit hoofdstuk heeft een eigen inhoudsopgave

6/9.22

Perifere schakelingen van de 65xx-familie

Inhoud

6/9.22.2

De 65C52, een dubbele asynchrone communicatie interface adapter

Inleiding

DACIA

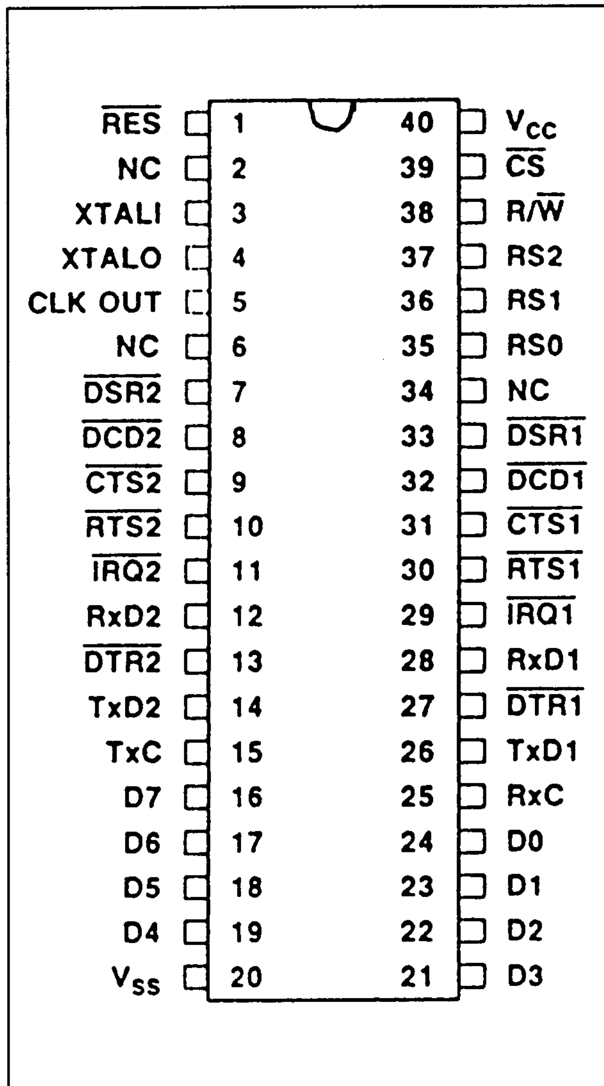
Met de 65C52 dubbele asynchrone communicatie interface adapter (DACIA) kan op een eenvoudige manier een tweekanaals programma-bestuurde interface tussen een 8 bit microcomputer en een serieel communicatiesysteem of modem worden gebouwd.

De 65C52 heeft een inwendige baud-rate generator. Hierdoor zijn, behalve een kristal, verder geen ondersteunende componenten nodig. De snelheid van de zender kan uit 15 mogelijkheden worden geprogrammeerd van 50 tot 38.400 baud (bit per seconde) of als 1/16 van de clocksnelheid. De snelheid van de ontvanger is ook programmeerbaar en kan gelijk zijn aan die van de zender of 1/16 van de clocksnelheid. De DACIA heeft programmeerbare woordlengten van 5, 6, 7 of 8 bit met even, oneven of geen pariteit en 1 of 2 stopbits. De DACIA is ontworpen voor maximale besturing vanuit de CPU zodat volstaan kan worden met eenvoudige hardware. Door de aanwezigheid van dubbele sets registers kan elk kanaal apart worden bestuurd en gecontroleerd. Tevens beschikt de DACIA over een unieke programmeerbare automatische adresherkenningsmode voor gebruik in meerpunts omgevingen.

Korte beschrijving van de mogelijkheden

- Door middel van het Control Register en het Status Register kan de CPU gemakkelijk de bedrijfsmodes van de 65C52 kiezen en de toestand daarvan bepalen.
- De Interrupt Enable Registers (IER) en Interrupt Status Registers (ISR) helpen de CPU bij het instellen en controleren van de interrupt-mogelijkheden van de DACIA.
- Het Control en Format Register (CFR) maakt keuze van de baud-rates, woordlengten, pariteit en stopbits mogelijk en regelt tevens de DTR en RTS uitgangssignalen.
- Het Status Register (SR) verschaft de CPU informatie over de toestand van de modem-besturingslijnen, framing fouten, zender "underrun" en breakcondities.
- De Compare Data Registers (CDR) houden de data-waarde vast om te worden gebruikt in de vergelijk (compare) mode en het Transmit Break Register (TBR) bestuurt een Transmit Break en verzorgt de herkenning van pariteit/adres voor de automatische adresmode.
- Het Transmitter Data Register en Receiver Data Register worden gebruikt voor tijdelijke opslag van data aan in- en uitgang.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

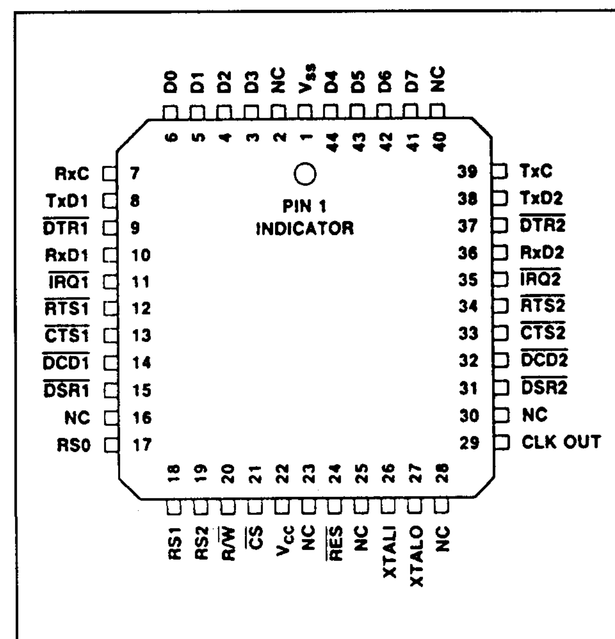


Figuur 6/9.22.2-1: Aansluitgegevens van de DIL-versie van de 65C52.

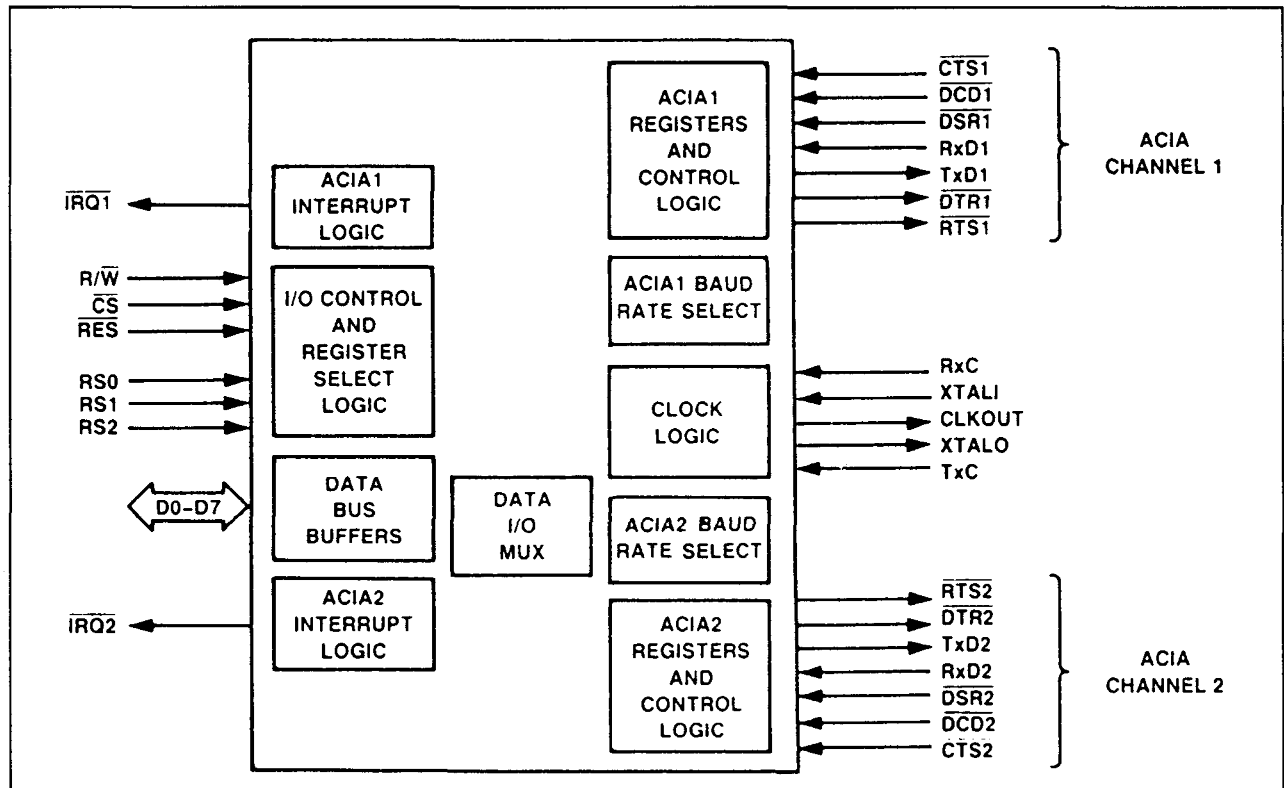
Kenmerken van de 65C52

- twee onafhankelijke full duplex kanalen met gebufferde ontvangers en zenders;
- low power CMOS-technologie;
- data set/modem control functies;
- interne baud-rate generator met 15 programmeerbare snelheden (50 tot 38.400 bps);
- programmeerbare in-/extern gestuurde ontvangsnelheid;
- programmeerbare woordlengten, aantal stopbits en opwekking en detectie van het pariteitsbit;
- programmeerbare interrupt control;
- edge-detectie voor $\overline{DCD}$, $\overline{DSR}$, $\overline{DTR}$, $\overline{RTS}$ en $\overline{CTS}$;
- met programma instelbare seriële echo-mode voor lek kanaal;
- automatische adres-herkenningsmode voor multidrop bedrijf;
- werkt op 1, 2, 3 of 4 MHz host bus;
- enkele 5 V voeding;
- volledig TTL- en CMOS-compatibele in- en uitgangen;
- leverbaar in vier versies:
  R65C52-1 (1 MHz)
  R65C52-2 (2 MHz)
  R65C52-3 (3 MHz)
  R65C52-4 (4 MHz)

Behuizing en intern blokschema
De 65C52 is leverbaar in 40-pens DIL-behuizing en in 44-pens PLCC-behuizing.



Figuur 6/9.22.2-2: Aansluitgegevens van de PLCC-versie van de 65C52.



Figuur 6/9.22.2-3: Het intern blokschema van de 65C52.

De aansluitgegevens van beide versies zijn getekend in de figuren 6/9.22.2-1 en -2.

Het intern blokschema van de 65C52 is getekend in figuur 6/9.22.2-3. In dit schema zijn alle interface-signalen getekend die het verkeer tussen de processor en de DACIA regelen.

Beschrijving van de signalen

Data Bus (D0 tot en met D7)
Het data-transport van en naar de processor vindt plaats via deze acht bidirectionele datalijnen. D0 tot en met D7 zijn normaal hoog-impedant, behalve tijdens de Read-cyclus wanneer de DACIA is geselecteerd.

Register Selects (RS0, RS1, RS2)
De drie register selectlijnen worden normaal verbonden met de adreslijnen van de processor om deze in staat te stellen de verschillende interne registers van de DACIA te selecteren. In de tabel van figuur 6/9.22.2-4 wordt de codering van de interne registers getoond en staan de afkortingen (REG ABBR) die in dit hoofdstuk worden gebruikt.

Read/Write (R/$\overline{W}$)
Het R/$\overline{W}$-signaal wordt door de processor geleverd en regelt de richting van het data-transport. Een leescyclus wordt aangegeven door de R/$\overline{W}$-lijn HOOG te maken, terwijl in de DACIA wordt geschreven als R/$\overline{W}$ LAAG is.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

HEX ADDR	REGISTER SELECT LINES			CONTROL AND FORMAT REGISTER BITS		REG ABBR	REGISTER ACCESS	
	RS2	RS1	RS0	CFR-7	CFR-6		WRITE	READ
00	L	L	L	–	–	IER1 ISR1	INTERRUPT ENABLE REGISTER 1	INTERRUPT STATUS REGISTER 1
01	L	L	H	0	–	CFR1 SR1	CONTROL REGISTER 1	STATUS REGISTER 1
				1	–	CFR1	FORMAT REGISTER 1	INVALID
02	L	H	L	–	0	CDR1	COMPARE DATA REGISTER 1	INVALID
				–	1	TBR1	TRANSMIT BREAK REGISTER 1	INVALID
03	L	H	H	–	–	TDR1 RDR1	TRANSMIT DATA REGISTER 1	RECEIVE DATA REGISTER 1
04	H	L	L	–	–	IER2 ISR2	INTERRUPT ENABLE REGISTER 2	INTERRUPT STATUS REGISTER 2
05	H	L	H	0	–	CFR2 SR2	CONTROL REGISTER 2	STATUS REGISTER 2
				1	–	CFR2	FORMAT REGISTER 2	INVALID
06	H	H	L	–	0	CDR2	COMPARE DATA REGISTER 2	INVALID
				–	1	TBR2	TRANSMIT BREAK REGISTER 2	INVALID
07	H	H	H	–	–	TDR2 RDR2	TRANSMIT DATA REGISTER 2	RECEIVE DATA REGISTER 2

Figuur 6/9.22.2-4: De register-selectie van de 65C52.

Chip Select ($\overline{\text{CS}}$)
De chip select-ingang wordt normaal verbonden met één van de adreslijnen van de processor (direct of via een decoder). Op de dalende flank van $\overline{\text{CS}}$ worden adres- en R/$\overline{\text{W}}$-signalen in interne latches opgeslagen, terwijl de informatie op de databus-ingangen op de stijgende flank van $\overline{\text{CS}}$ wordt gelatched.

Reset ($\overline{\text{RES}}$)
Tijdens de initialisatie van het systeem treedt door het LAAG maken van de $\overline{\text{RES}}$-ingang een reset op. Gedurende deze tijd worden de IER's op $80 gezet, gaan de $\overline{\text{DTR}}$ en $\overline{\text{RTS}}$-lijnen HOOG, wordt het RDR-register leeg gemaakt, wordt het TBR op $0F gezet, wordt de compare-mode afgeschakeld en worden de $\overline{\text{CTS}}$, $\overline{\text{DCD}}$ en $\overline{\text{DSR}}$ vlaggen gecleared. Verder worden geen bits beïnvloed.

Transmit Data (TxD1, TxD2)
De TxD-uitgangen sturen seriële non-return-to-zero (NRZ) data naar de data-communicatie schakelingen (DCE, bijvoorbeeld modems). De data wordt met het minst belangrijke bit voorop overgebracht met een snelheid die wordt bepaald door de baud-rate generator.

Receive Data (RxD1, RxD2)
De DACIA ontvangt seriële NRZ data via de RxD-ingangen (ook met het LSB voorop). De snelheid van de ontvanger wordt bepaald door de baud-rate generator.

Clear to Send ($\overline{\text{CTS1}}$, $\overline{\text{CTS2}}$)
De $\overline{\text{CTS}}$ besturingslijnen maken "handshaking" door de zender mogelijk. Als $\overline{\text{CTS}}$ LAAG is wordt de data continu verstuurd. Is $\overline{\text{CTS}}$ HOOG, dan wordt het Transmit Data Register "leeg" bit in het

ISR niet gezet. Het woord dat zich op dat moment in het Transmit schuifregister bevindt wordt dan normaal verzonden. Door een aktieve verandering op de $\overline{CTS}$-lijnen wordt het $\overline{CTS}$-bit in het bijbehorende ISR gezet. Het $\overline{CTS}$ statusbit in het CSR geeft de huidige toestand aan (HOOG of LAAG) van $\overline{CTS}$.

Data Carrier Detect ($\overline{DCD1}$, $\overline{DCD2}$)
Deze twee lijnen kunnen als ingangen voor algemene doeleinden worden gebruikt. Door een aktieve verandering wordt het $\overline{DCD}$-bit in het ISR gezet. Het DCD-bit in het CSR geeft de huidige toestand van de $\overline{DCD}$-lijn weer.

Data Set Ready ($\overline{DSR1}$, $\overline{DSR2}$)
Ook deze lijnen kunnen als ingangen voor algemene doeleinden worden gebruikt. Een aktieve verandering zorgt ervoor dat het $\overline{DSR}$-bit in het ISR wordt gezet. Het DSR-bit in het CSR geeft de huidige toestand van de $\overline{DCD}$-lijn weer.

Request to Send ($\overline{RTS1}$, $\overline{RTS2}$)
Deze beide lijnen kunnen als algemene uitgangen worden gebruikt. Na resetten worden ze HOOG. Hun toestand kan worden geprogrammeerd door de bijbehorende bits in het CFR HOOG of LAAG te zetten.
De status van de $\overline{RTS}$-lijn wordt weergegeven door het RTS-bit in het CSR.

Data Terminal Ready ($\overline{DTR1}$, $\overline{DTR2}$)
Deze twee lijnen kunnen worden gebruikt als uitgangen voor algemene toepassing. Na resetten zijn ze HOOG. De toestand ervan kan worden geprogrammeerd door de bijbehorende bits in het CFR HOOG of LAAG te zetten. De toestand van de $\overline{DTR}$-lijn wordt weergegeven door het DTR-bit in het CSR.

Interrupt Request ($\overline{IRQ1}$, $\overline{IRQ2}$)
De $\overline{IRQ}$-lijnen zijn open-drain uitgangen van de interrupt-besturingslogika. $\overline{IRQ1}$ heeft betrekking op ACIA1 en $\overline{IRQ2}$ op ACIA2. Deze lijnen zijn normaal HOOG, maar gaan LAAG als één van de vlaggen in het ISR is gezet mits het overeenkomstige enable-bit in het IER gezet was.

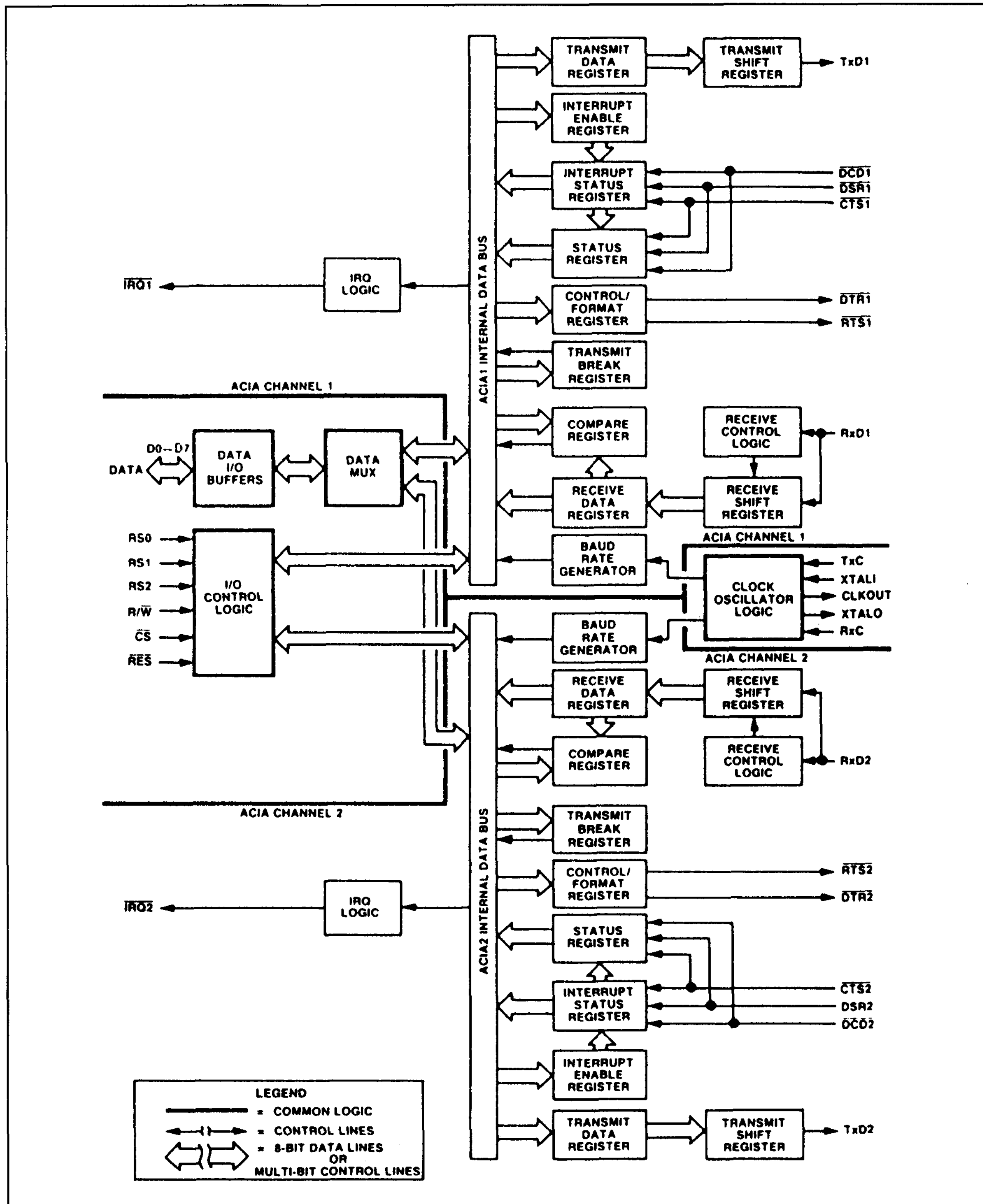
Beschrijving van de werking

Inleiding
Figuur 6/9.22.2-5 geeft het blokschema van de DACIA die bestaat uit twee asynchrone communicatie-interfaces met gemeenschappelijke microprocessor-interface besturingslogika en databus-buffers. Aan de hand van dit blokschema worden de functionele elementen van de DACIA beschreven.

Interrupt Logic
De interruptie-logika zorgt ervoor dat de IRQ-lijnen ($\overline{IRQ1}$ of $\overline{IRQ2}$) LAAG gaan als er condities optreden die de aandacht van de CPU vereisen. Er zijn twee registers (het Interrupt Enable Register en het Interrupt Status Register) betrokken bij het afhandelen van interrupties. Om een interruptie te veroorzaken moeten de overeenkomstige bits in beide registers zijn gezet.

Data Bus Buffer
De databus-buffer is een bidirectionele interface tussen de datalijnen van het systeem en de interne databus. Als R/$\overline{W}$ en $\overline{CS}$ LAAG zijn schrijft de databus-buffer data uit de interne databus naar de datalijnen van het systeem.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-5: Het functionele blokschema van de 65C52.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

Maar als R/$\overline{W}$ HOOG en $\overline{CS}$ LAAG is wordt data uit de systeem databus naar de DACIA gestuurd, hetgeen samengevat is in de waarheidstabel van figuur 6/9.22.2-6.

Control Signals R/$\overline{W}$	$\overline{CS}$	Data Bus Buffer State
L	L	Write Mode — Tri-State
H	L	Read Mode — Output Data

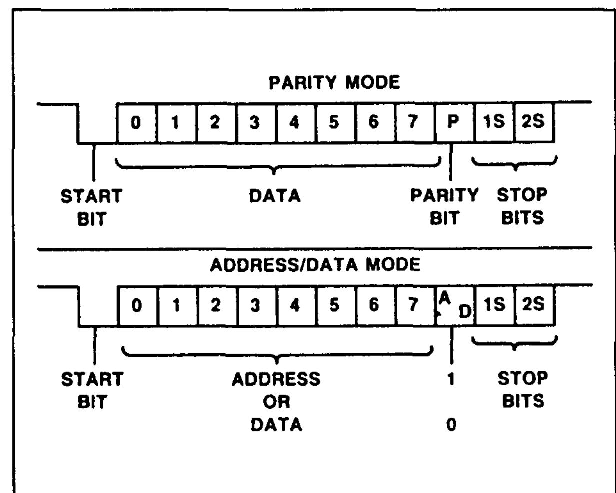
Figuur 6/9.22.2-6: De waarheidstabel van de Data Bus Buffer.

Transmit & Receive Data Registers

Deze registers worden gebruikt voor tijdelijke opslag van data voor de zend- en ontvangschakelingen van de DACIA.
Het Transmit Data Register heeft de volgende kenmerken:
- bit 0 is het eerste bit dat wordt verzonden;
- niet-gebruikte databits zijn de meest-significante bits en "don't care" bij het zenden;
- write-only register.

Het Receive Data Register wordt als volgt gekarakteriseerd:
- bit 0 wordt het eerst ontvangen;
- niet-gebruikte databits zijn de meest-significante bits en 0 voor de ontvanger;
- pariteitsbits worden niet opgeslagen in het ontvang data-register. Deze worden na gebruik voor externe pariteitscontrole weggehaald. Pariteit en alle niet-gebruikte bits zijn 0;
- read-only register.

In figuur 6/9.22.2-7 zijn twee voorbeelden gegeven van een enkel verzonden of ontvangen woord in de pariteitsmode. In het bovenste voorbeeld bestaat het woord uit 8 databits met pariteit en twee stopbits. In het onderste voorbeeld is een enkel verzonden of ontvangen karakter in de Address/Data mode te zien. In dit geval is het adres- of data-woord 8 bit, er is geen pariteitsbit en er zijn twee stopbits. Het tiende bit (= normaal het pariteitsbit) is een adres/data indicator. Als dit 1 is, betekent dit dat de 8 bit een adres zijn; is het 0 dan zijn de 8 bit data.

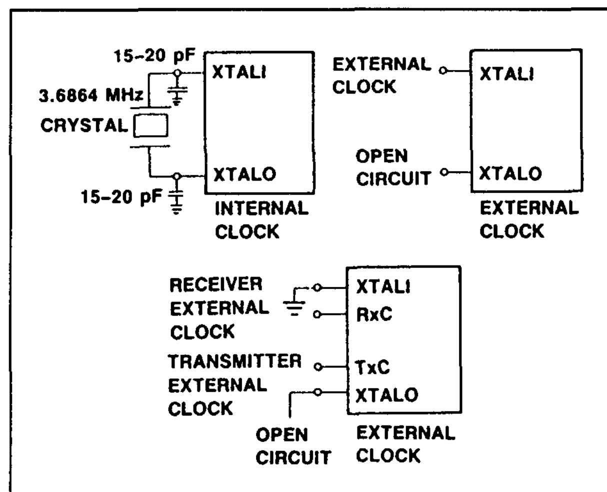


Figuur 6/9.22.2-7: De samenstelling van het datawoord bij het verzenden of ontvangen in de pariteitsmode of in de adres/data-mode.

Clock-schakeling

De interne clock-oscillator levert de tijdbasis voor de baud-rate generator. De oscillator kan worden aangestuurd door een kristal of een externe clock. Ook kan de oscillator worden gesperd, waarbij de tijdbasis voor de baud-rate generator wordt opgewekt door de Receiver External Clock (RxC) en de Transmitter External Clock (TxC). De drie bruikbare clock-configuraties zijn getekend in figuur 6/9.22.2-8.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-8: De drie mogelijkheden voor het genereren van de clock-signalen.

Crystal (XTALI, XTALO)

Deze aansluitpennen worden meestal verbonden met een extern 3,6864 MHz kristal dat dient als tijdbasis voor de baud-rate generator.
Als alternatief mag op de XTALI-pen ook een extern opgewekt clocksignaal worden gezet, maar dan moet XTALO open blijven.

Receiver Clock (RxC)

De RxC-pen is de 16x clock-ingang van de ontvanger wanneer de baud-rate generator is geprogrammeerd voor externe clock.

Transmitter Clock (TxC)

Deze pen is de 16x clock-ingang voor de zender als de baud-rate generator is geprogrammeerd voor externe clock.

Opmerking

Wanneer RxC en TxC als externe clock-ingang voor beide ACIA-kanalen worden gebruikt, moet XTALI aan aarde (Vss) worden gelegd, terwijl XTALO open (zwevend) moet blijven.

7	6	5	4	3	2	1	0
0	TBR/CDR	NO. STOP BITS	ECHO	BAUD RATE SELECTION			

Bit 7 — **Control or Format Register**
0 — Control Register

Bit 6 — **TBR/CDR**
1 — Access the Transmit Break Register (TBR)
0 — Access the Compare Data Register (CDR)

Bit 5 — **Number of Stop Bits Per Character**
1 — Two stop bits
0 — One stop bit

Bit 4 — **Echo Selection (ECHO)**
1 — Echo activated
0 — Echo deactivated

Bits 3-0 — **Baud Rate Selection**

3	2	1	0	Baud Rate
0	0	0	0	50
0	0	0	1	109.2
0	0	1	0	134.58
0	0	1	1	150
0	1	0	0	300
0	1	0	1	600
0	1	1	0	1200
0	1	1	1	1800
1	0	0	0	2400
1	0	0	1	3600
1	0	1	0	4800
1	0	1	1	7200
1	1	0	0	9600
1	1	0	1	19200
1	1	1	0	38400
1	1	1	1	External TxC and RxC Clocks

Figuur 6/9.22.2-9: Control register, CFR geadresseerd met bit 7 "L".

Clock Out (CLK OUT)

Deze uitgang levert een gebufferd uitgangssignaal van de 3,6864 MHz kristaloscillator. Dit signaal kan bijvoorbeeld worden gebruikt om de XTALI-ingang van andere ACIA's aan te sturen. CLK OUT is in fase met XTALI.

Control/Format Register (CFR)

Het Control & Format Register (CFR) is een register met een dubbele functie,

waarin alleen geschreven kan worden ("write-only"). Met het CFR kunnen woordlengte, baud-rate, control-lijn uitgangen, pariteit, echo mode en compare/TBR-toegang worden ingesteld.
Wanneer in het CFR wordt geschreven met bit 7 "L", dan werkt CFR als besturingsregister, zie figuur 6/9.22.2-9. Wordt in het CFR geschreven, terwijl bit 7 "H" is, dan werkt dit als Format-register, zie figuur 6/9.22.2-10.

7	6 5	4 3	2	1	0
1	NUMBER OF DATA BITS	PARITY SELECTION	PARITY ENABLE	$\overline{DTR}$ CONTROL	$\overline{RTS}$ CONTROL

Bit 7 — **Control or Format Register**
1 — Format Register

Bits 6-5 — **Number of Data Bits Per Character**

6	5	No. Bits
0	0	5
0	1	6
1	0	7
1	1	8

Bits 4-3 — **Parity Mode Selection**

4	3	Selects
0	0	Odd Parity
0	1	Even Parity
1	0	Mark Parity
1	1	Space Parity

Bit 2 — **Parity Enable**
1 — Parity as specified by bits 4-3
0 — No Parity

Bit 1 — **$\overline{DTR}$ Control**
1 — $\overline{DTR}$ high
0 — $\overline{DTR}$ low

Bit 0 — **$\overline{RTS}$ Control**
1 — $\overline{RTS}$ high
0 — $\overline{RTS}$ low

Figuur 6/9.22.2-10: Format register, CFR geadresseerd met bit 7 "H".

Interrupt Enable Register (IER)

Het Interrupt Enable Register is een "write-only" register waarmee elk van de mogelijke IRQ-bronnen kan worden vrijgegeven (enabled) of gesperd (disabled) zonder dat de andere interrupt-enable bits in dit register worden beïnvloed. IRQ-bronnen worden naar keuze vrijgegeven door de overeenkomstige bits "H" te maken en ze in het IER te schrijven met bit 7 "H". IRQ-bronnen worden gesperd door alle gewenste bits "H" te maken en die in het IER te schrijven, terwijl bit 7 "L" is. Alle bits (behalve bit 7) waarnaar een "L" wordt geschreven, blijven onveranderd. Door bijvoorbeeld $7F (hexadecimaal 7F = 0111 1111) in het IER te schrijven worden alle IRQ-bron bits gesperd, terwijl ze door het schrijven van $FF allemaal worden vrijgegeven. Ook door een hardware reset ($\overline{RES}$) worden alle IRQ-bron bits gesperd. De toegekende bit-functies van het IER zijn samengevat in de tabel van figuur 6/9.22.2-11.

7	6	5	4	3	2	1	0
CLEAR/ SET BITS	TDR EMPTY IE	$\overline{CTS}$ IE	$\overline{DCD}$ IE	$\overline{DSR}$ IE	PARITY ERROR IE	FRM OVR BRK CPR IE	RDR FULL IE

Figuur 6/9.22.2-11: Positie en functie van de IRQ-bits in het IER.

Interrupt Status Register (ISR)

Het Interrupt Status Register is een "read-only" register, waarin de huidige toestand van de interne IRQ-bronnen van elke ACIA wordt weergegeven. Telkens als de betreffende IRQ-condities in de DACIA optreden kunnen de overeenkomstige bits 6 tot en met 0 van het ISR "H" worden. Bit 7 geeft aan of één van de IRQ-bron status-bits in het ISR is gezet, zie figuur 6/9.22.2-12.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

7	6	5	4	3	2	1	0
ANY BIT SET	TDR EMPTY	$\overline{CTS}$ TRANS	$\overline{DCD}$ TRANS	$\overline{DSR}$ TRANS	PARITY ERROR	FRM OVR BRK CPR	RDR FULL

Bit 7 **Any Bit Set**
1 Any bit (6 through 0) has been set to a 1
0 No bits have been set to a 1

Bit 6 **Transmit Data Register Empty (TDR EMPTY)**
1 Transmit Data Register has been transferred to the shift register
0 New data has been written to the Transmit Data Register

Bit 5 **Transition On $\overline{CTS}$ Line ($\overline{CTS}$ TRANS)**
1 A positive or negative transition has occurred on $\overline{CTS}$
0 No transition has occurred on $\overline{CTS}$, or ISR has been Read

Bit 4 **Transition On $\overline{DCD}$ Line ($\overline{DCD}$ TRANS)**
1 A positive or negative transition has occurred on $\overline{DCD}$
0 No transition has occurred on $\overline{DCD}$, or ISR has been Read

Bit 3 **Transition On $\overline{DSR}$ Line ($\overline{DSR}$ TRANS)**
1 A positive or negative transition has occurred on $\overline{DSR}$
0 No transition has occurred on $\overline{DSR}$, or ISR has been Read

Bit 2 **Parity Error**
1 A parity error has occurred in received data
0 No parity error has occurred, or the Receive Data Register (RDR) has been Read

Bit 1 **Frame Error, Overrun or Break (FRM, OVR, BRK, CPR)**
1 A framing error, receive overrun, or receive break has occurred, or in Compare Mode
0 No error, overrun, break has occurred, RDR has been Read, or not in Compare Mode

Bit 0 **Receive Data Register Full (RDR FULL)**
1 Shift register data has been transferred to Receive Data Register
0 Receive Data Register has been Read

Figuur 6/9.22.2-12: Het Interrupt Status Register (ISR) van de 65C52.

Control Status Register (CSR)

Het Control Status Register is een "read-only" register dat informatie verschaft over de I/O-status en fout-condities. Het CSR wordt normaal uitgelezen nadat een IRQ is opgetreden om te kunnen onderzoeken wat de oorzaak van de interruptie was, zie figuur 6/9.22.2-13.

7	6	5	4	3	2	1	0
FRAMING ERROR	TRANS UNDR	$\overline{CTS}$ STATUS	$\overline{DCD}$ STATUS	$\overline{DSR}$ STATUS	REC BREAK	$\overline{DTR}$ STATUS	$\overline{RTS}$ STATUS

Bit 7 **Framing Error**
1 A framing error occurred in receive data
0 No framing error occurred, or the RDR was Read

Bit 6 **Transmitter Underrun (TRANS UNDR)**
1 Transmit shift register is empty and TDRE bits in IER and ISR are set
0 A write to the TDR has occurred

Bit 5 **$\overline{CTS}$ Status**
1 A low-to-high transition occurred on $\overline{CTS}$ line
0 A high-to-low transition occurred on $\overline{CTS}$ line

Bit 4 **$\overline{DCD}$ Status**
1 A low-to-high transition occurred on $\overline{DCD}$ line
0 A high-to-low transition occurred on $\overline{DCD}$ line

Bit 3 **$\overline{DSR}$ Status**
1 A low-to-high transition occurred on $\overline{DSR}$ line
0 A high-to-low transition occurred on $\overline{DSR}$ line

Bit 2 **REC Break**
1 A Receive Break has occurred
0 No Receive Break occurred, or RDR was read

Bit 1 **$\overline{DTR}$ Status**
1 A low-to-high transition occurred on $\overline{DTR}$ line
0 A high-to-low transition occurred on $\overline{DTR}$ line

Bit 0 **$\overline{RTS}$ Status**
1 A low-to-high transition occurred on $\overline{RTS}$ line
0 A high-to-low transition occurred on $\overline{RTS}$ line

Figuur 6/9.22.2-13: Het Control Status Register (CSR).

Transmit Break Register (TBR)

De DACIA heeft twee Transmit Break Registers die "write-only" zijn, waarvan per register echter slechts twéé bits worden gebruikt.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

REGISTER BIT NUMBERS								REGISTER	$\overline{RES}$
7	6	5	4	3	2	1	0		
CLEAR/SET BITS	TDR EMPTY IE	$\overline{CTS}$ IE	$\overline{DCD}$ IE	$\overline{DSR}$ IE	PARITY ERROR IE	FRM, OVR BRK, CPR IE	RDR FULL IE	INTERRUPT ENABLE REGISTERS	$80
ANY BIT SET	TDR EMPTY	$\overline{CTS}$ TRANS	$\overline{DCD}$ TRANS	$\overline{DSR}$ TRANS	PARITY ERROR	FRM, OVR BRK, CPR	RDR FULL	INTERRUPT STATUS REGISTERS	—
FRAMING ERROR	TRANS UNDR	$\overline{CTS}$ STATUS	$\overline{DCD}$ STATUS	$\overline{DSR}$ STATUS	REC BREAK	$\overline{DTR}$ STATUS	$\overline{RTS}$ STATUS	STATUS REGISTERS	—
0	TBR/ CDR	NO. STOP BITS	ECHO	BAUD RATE SELECTION				CONTROL REGISTERS AND FORMAT-REGISTERS	—
1	NUMBER OF DATA BITS		PARITY SELECTION		PARITY ENABLE	$\overline{DTR}$ CONTROL	$\overline{RTS}$ CONTROL		
NOT USED						TRANS BRK	PAR/ ADDR	TRANSMIT BREAK REGISTERS	$00
COMPARE BITS (ADDRESS RECOGNITION)								COMPARE DATA REGISTERS	—

Figuur 6/9.22.2-14: Samenvatting van de Control en Status Registers van de 65C52.

En wel één tijdens de ontvang-mode om een Transmit Break te kunnen veroorzaken en één voor het herkennen van pariteit of adres. Door in bit 1 van het TBR een "H" te schrijven wordt door de hiermee verbonden ACIA een continue break uitgezonden. Wanneer in bit 0 een "H" wordt geschreven, gaat de waarde van de pariteit naar het Parity Error bit (bit 2 in het ISR), terwijl een "L" in bit 0 de normale pariteitsfout-herkenning inschakelt. Als de DACIA een $\overline{RES}$ ontvangt, worden beide bits op "L" gezet.

Compare Data Register (CDR)
Het Compare Data Register is een "write-only" register dat kan worden bereikt wanneer bit 6 in het CFR "L" is. De DACIA wordt in de vergelijk mode (compare) gezet door een waarde in het CDR te schrijven. In deze mode wordt het zetten van het RDRF-bit gesperd, terwijl het FRM/OVR/BRK/CPR-bit (bit 1 van het ISR) wordt gezet totdat een karakter wordt ontvangen dat overeenkomt met de waarde in het CDR. Daarna wordt het volgende karakter ontvangen en wordt het RDRF-bit gezet. De ontvanger werkt dan normaal totdat het CDR opnieuw is geladen.

Samenvatting van de registers
In de tabel van figuur 6/9.22.2-14 zijn de op de DACIA betrekking hebbende control en status registers samengevat. Elke ACIA heeft zijn eigen set van deze 7 registers.

De bedrijfsmodes

Inleiding
In dit subhoofdstuk worden de tien bedrijfsmodes (of -condities) van de 65C52 DACIA beschreven.

Ononderbroken data verzenden
In de normale bedrijfsmode signaleert het TDRE-bit in het ISR aan de CPU dat

de ACIA klaar staat om het volgende datawoord te accepteren. Wanneer het overeenkomstige TDRE-IRQ enable-bit in het IER is gezet treedt een $\overline{IRQ}$ op. Het TDRE-bit wordt bij het begin van het startbit gezet. Als de CPU een woord in het TDR schrijft wordt het TDRE-bit gecleared. Om continu zenden in stand te houden moet het TDR worden geladen voordat de stopbit(s) zijn verzonden. In figuur 6/9.22.2-15 wordt het verband getoond tussen $\overline{IRQ}$ en TxD in de ononderbroken data zend-mode (Continuous Data Transmit).

Ononderbroken data ontvangen
In de normale ontvang-mode wordt het RDRF-bit in het ISR gezet wanneer de ACIA een volledig datawoord heeft ontvangen. Dit gebeurt op het 9/16 deel van het stopbit. De processor moet het RDR uitlezen vóór het volgende stopbit, omdat anders een "overrun" fout optreedt. In figuur 6/9.22.2-16 is de relatie tussen $\overline{IRQ}$ en RxD in de continue data ontvangmode te zien (Continuous Data Receive).

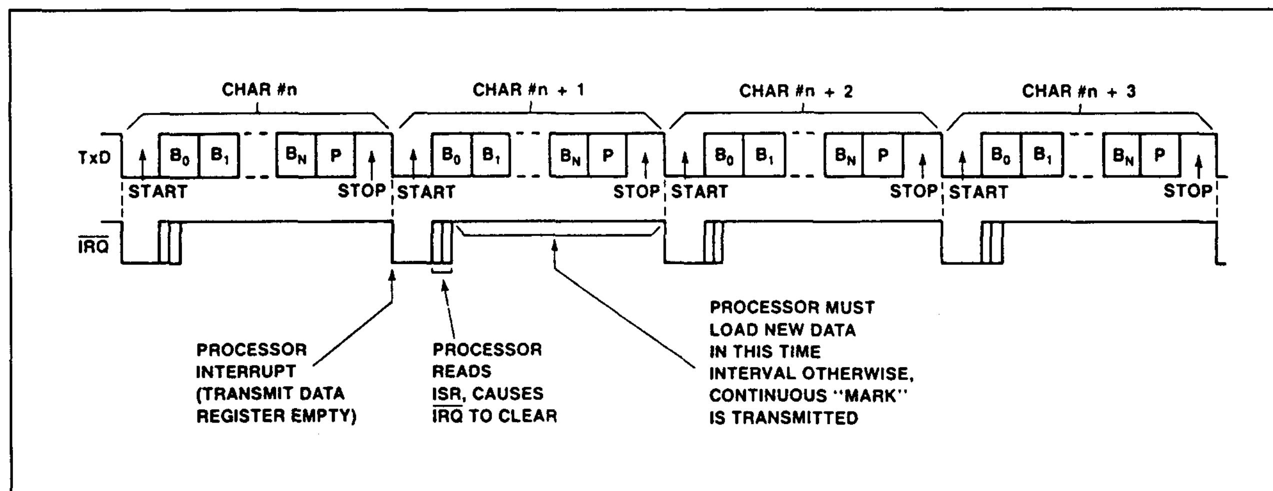
Underrun conditie bij het zenden
Als de CPU niet in staat is het TDR te laden voordat het laatste stopbit wordt verzonden, gaat de TxD-lijn in de MARK-conditie en wordt de underrun-flag gezet. Deze toestand blijft gehandhaafd totdat in het TDR een nieuw woord is geladen. Figuur 6/9.22.2-17 geeft de samenhang tussen $\overline{IRQ}$ en TxD voor de zend underrun conditie (Transmit Underrun).

Effecten van $\overline{CTS}$ op de zender
De $\overline{CTS}$-besturingslijn regelt de verzending van data of het "handshaken" van data naar een "busy" apparaat (bijvoorbeeld een printer). Als de $\overline{CTS}$-lijn "L" is, werkt de zender normaal. Door een verandering op deze lijn wordt het $\overline{CTS}$-bit in het ISR gezet. Door een "H"-toestand wordt voorkomen dat het TDRE-bit in het ISR wordt gezet. Het woord dat op dat moment in het schuifregister zit wordt nog verzonden, maar een eventueel in het TDR aanwezig woord wordt vastgehouden totdat $\overline{CTS}$ "L" gaat. Op de "H"-naar-"L" overgang wordt het $\overline{CTS}$-bit in het ISR weer gezet. In figuur 6/9.22.2-18 is de relatie tussen $\overline{IRQ}$, TxD en $\overline{CTS}$ samengevat in verband met de invloed van $\overline{CTS}$ op de zender.

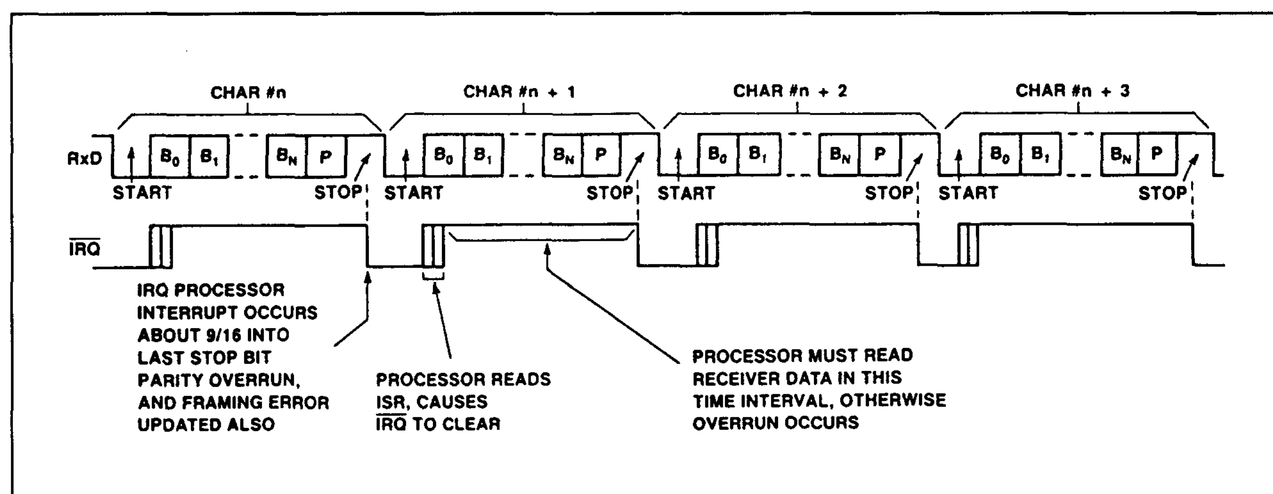
Effecten van Overrun op de ontvanger
Als de processor het RDR niet uitleest voordat het stopbit van het volgende woord komt, treedt een "overrun" fout op. In het ISR wordt het overrun-bit gezet en het nieuwe datawoord wordt niet naar het RDR overgebracht. Het RDR bevat het laatste niet door de CPU gelezen woord en daarna volgende data gaat verloren. De ontvanger gaat weer normaal werken als het RDR is uitgelezen. Figuur 6/9.22.2-19 geeft het verband tussen $\overline{IRQ}$ en RxD voor de effecten van overrun op de ontvanger.

Echo-mode timing
In de Echo-mode zendt de TxD-lijn de op de RxD-lijn ontvangen data opnieuw uit, met een halve bittijd vertraging. Voordat de echo-mode met verzenden begint, moet een interne underrun-conditie optreden. In de gewone zend-mode zou, als TDRE optreedt om het einde van data te signaleren, een underflow-flag worden gezet en een continue MARK worden verzonden. Als Echo is geïnitialiseerd wordt de underflow-flag niet gezet bij het einde van de data en wordt geen continue MARK verzonden. Figuur 6/9.22.2-20 laat de relatie van RxD en TxD zien voor de echo-mode.

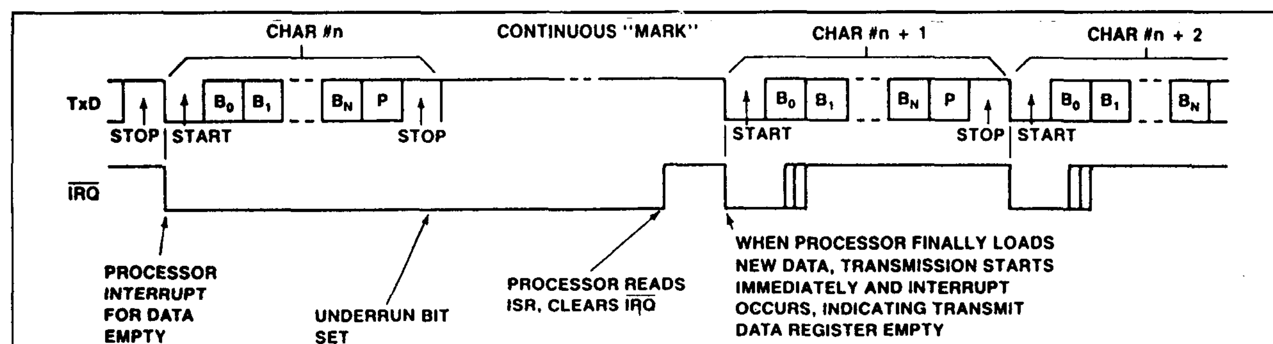
9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-15: Ononderbroken data verzenden (Continuous Data Transmit).

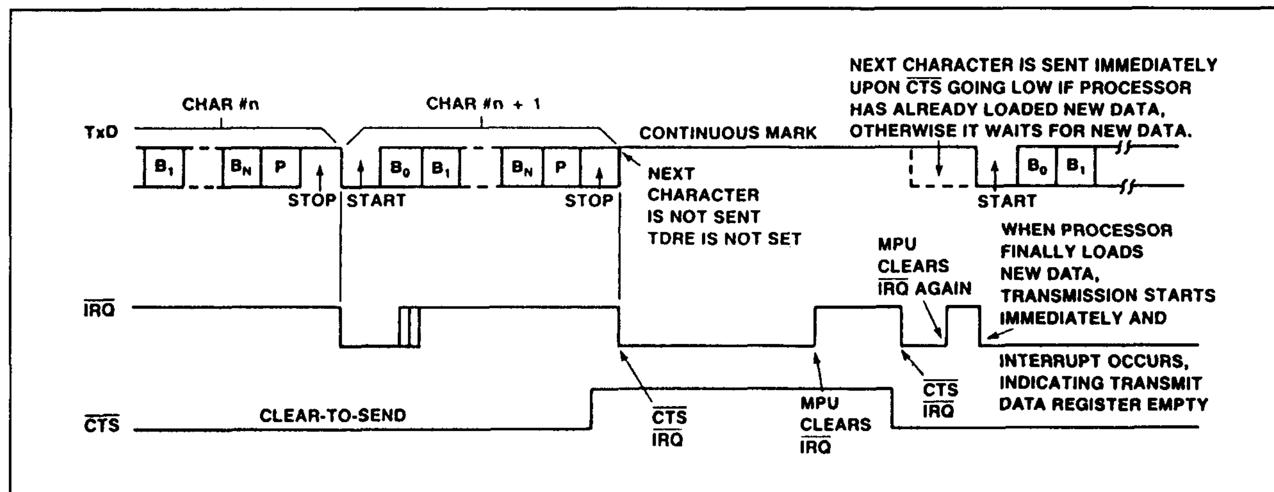


Figuur 6/9.22.2-16: Ononderbroken data ontvangen (Continuous Data Receive).

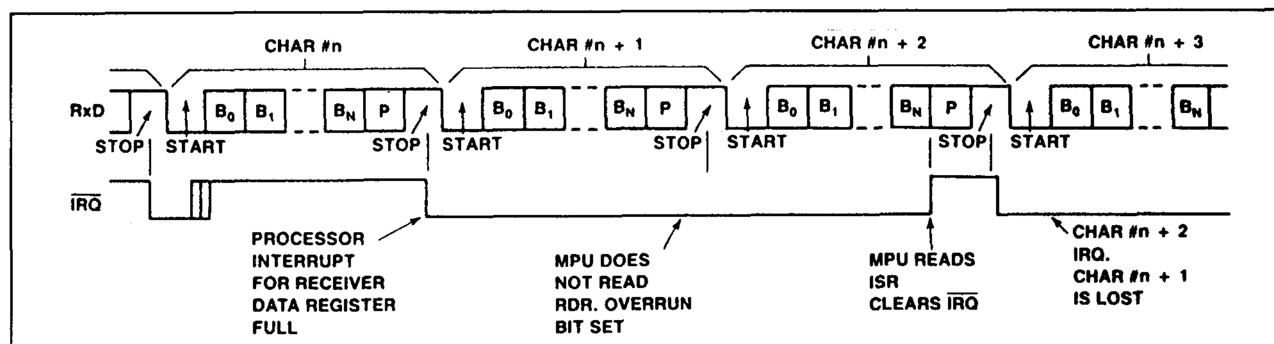


Figuur 6/9.22.2-17: Wanneer de CPU niet op tijd nieuwe data in het TDR zet treedt de Transmit Underrun Conditie op.

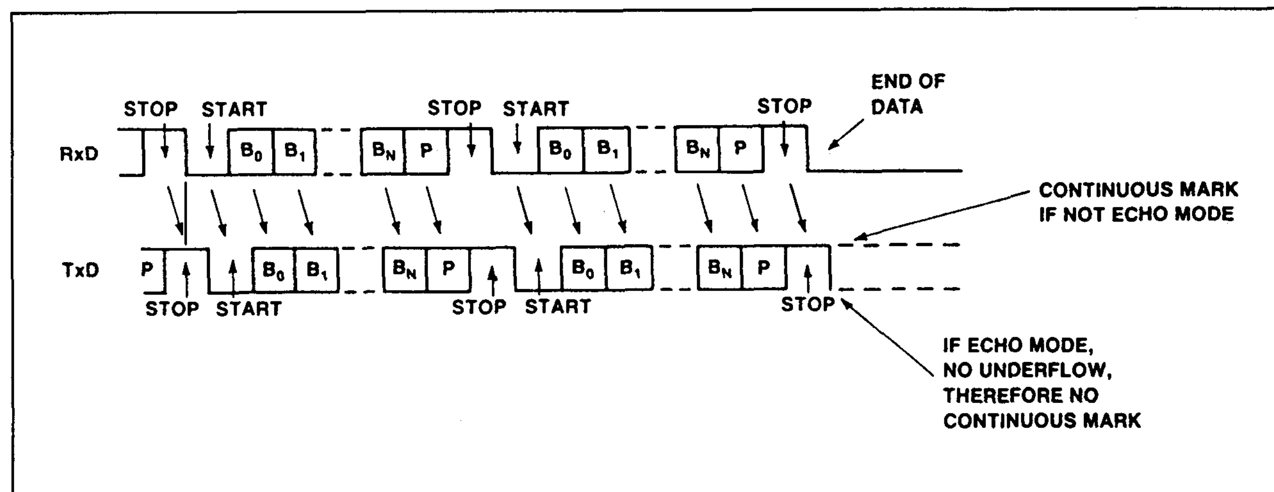
9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-18: De effecten van $\overline{CTS}$ op de zender.

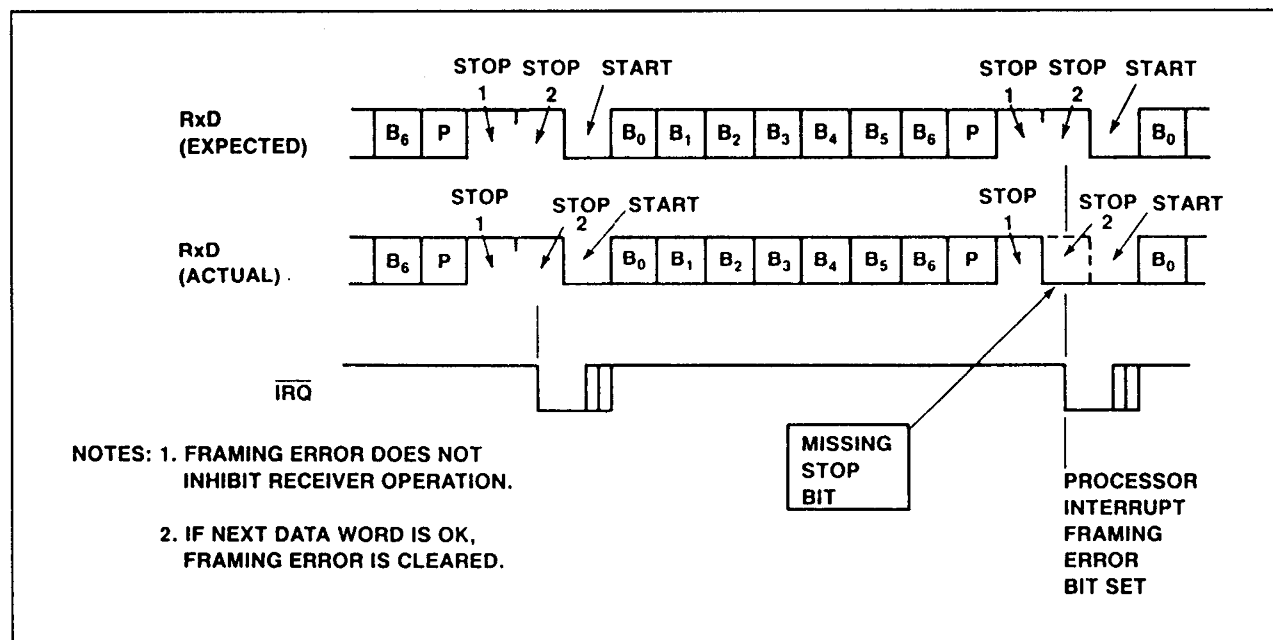


Figuur 6/9.22.2-19: Effecten van overrun op de ontvanger.

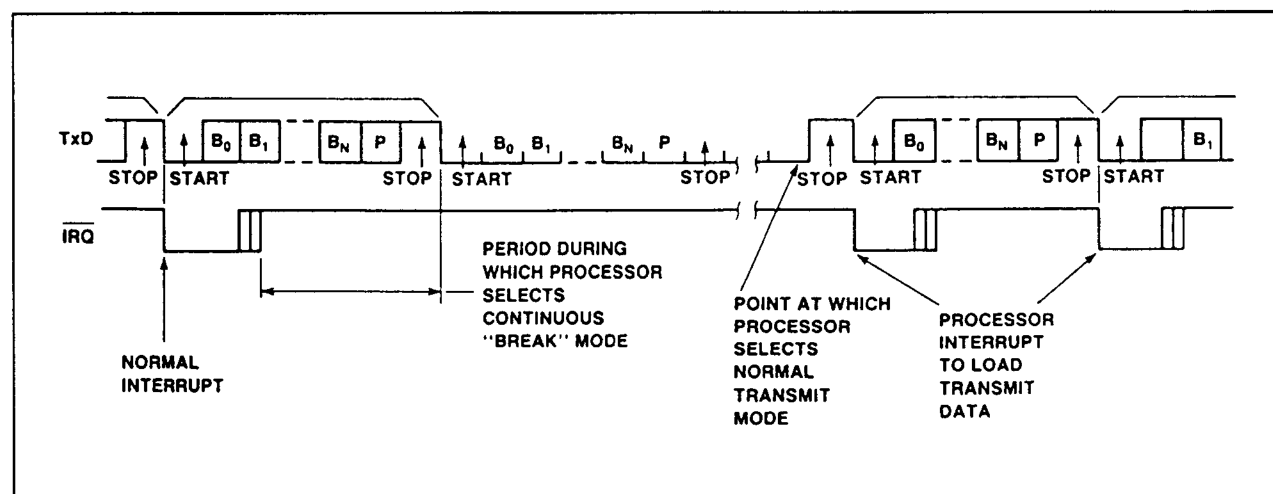


Figuur 6/9.22.2-20: De timing van de Echo Mode.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-21: Bij afwezigheid van stopbit(s) in een ontvangen woord ontstaat een frame-fout.



Figuur 6/9.22.2-22: Het verzenden van een break-karakter.

Frame-fout

Wanneer bij ontvangen data de stopbit(s) ontbreken treedt een frame-fout (framing error) op. Het framing error-bit wordt gezet wanneer het RDRF-bit is gezet. Opeenvolgende datawoorden worden apart getest, zodat het status-bit altijd de toestand van het laatst ontvangen woord weergeeft. Figuur 6/9.22.2-21 geeft het verband tussen $\overline{IRQ}$ en RxD wanneer een frame-fout optreedt.

Verzenden van een Break-karakter

Door $00 in het IER op te slaan kan een Break karakter worden verzonden. Aangezien de Break onmiddellijk verschijnt als de "nul" in het IER is gezet, bestaat er gevaar voor verminking van een karakter

dat op dat moment wordt verzonden. Het break-niveau duurt totdat een andere waarde dan $00 in het IER wordt geschreven. Op dat moment wordt een stopbit uitgezonden. Onafhankelijk van de tijdsduur tussen begin en einde van het break-karakter, wordt het in elk geval gedurende één volledige woordtijd verzonden. In figuur 6/9.22.2-22 wordt het verband gegeven tussen $\overline{IRQ}$ en TxD bij verzenden van een break-karakter.

Ontvangen van een Break-karakter
In het geval dat de ontvanger een Break-karakter ontvangt, wordt het break-bit gezet. De ontvanger zet het RDRF-bit niet en blijft in deze toestand totdat een stopbit wordt ontvangen. Vanaf dat moment wordt het volgende karakter normaal ontvangen. Het verband tussen $\overline{IRQ}$ en RxD bij het ontvangen van een break-karakter is geschetst in figuur 6/9.22.2-23.

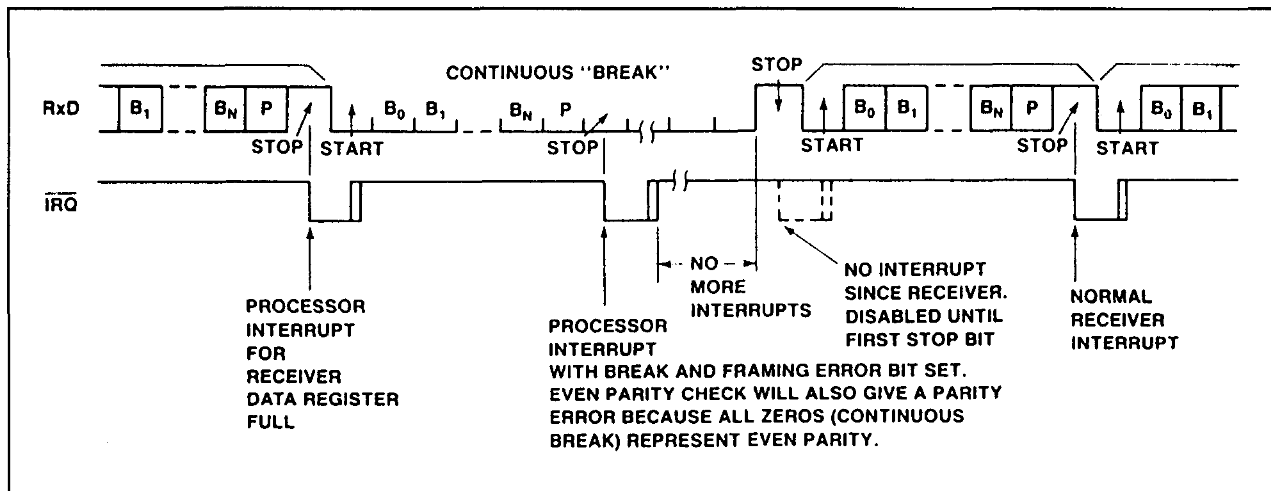
Automatische adresherkenning
De DACIA biedt een unieke oplossing voor het standaard probleem dat optreedt bij UART's in meerpuntsverbindingen en communicatie interface-controllers. De slaaf-CPU moet hierbij voortdurend worden geïnterrumpeerd om karakters die vanuit het communicatienet binnenkomen te analyseren om te bepalen of een adreswoord wordt aangeboden en zo ja, of dat adres overeenkomt met het adres van de slaaf-UART. Dit onderbreken van de CPU kan in zeer grote meerpuntsverbindingen ontoelaatbaar worden, omdat elke slaaf zijn eigen CPU moet "wakker maken" voor elk karakter dat door de master naar het netwerk wordt gestuurd. Het eindresultaat is, dat alle CPU's aan het communicatienet bijna alleen maar bezig zijn met adres-herkenning. Om dit probleem van constante interruptie te vermijden is de 65C52 ontworpen om adresvergelijking en herkenning intern uit te voeren, dus zonder enige bemoeienis van de CPU. De slaaf-CPU wordt daardoor niet onderbroken totdat de DACIA heeft bepaald dat het door de master verzonden karakter een adres was en dat dit overeenkomt met het adres in het DACIA Compare Register. Op dit punt onderbreekt de DACIA de CPU, verlaat de vergelijk-mode en ontvangt de reeks (data)-karakters die door de master wordt uitgezonden. Wanneer alle data door de slaaf is ontvangen, moet zijn CPU het slaafadres weer in het DACIA Compare Register schrijven. Hierdoor wordt de DACIA automatisch weer in de vergelijk-mode gezet, in afwachting van een nieuw adreskarakter.

Het opwekken van baud-rates

Delers
Door middel van de bits 0 tot en met 3 van het CFR Control Register wordt in de interne teller/deler het juiste deeltal voor de kristalfrequentie geselecteerd. De waarheidstabel van deze functie is samengevat in de tabel van figuur 6/9.22.2-24.

Andere baud-rates
Door een afwijkend kristal te gebruiken kunnen andere baud-rates worden gegenereerd volgens de formule:
Baud Rate = kristalfrequentie/deeltal
Bovendien is het mogelijk de DACIA aan te sturen met een externe oscillator. In dat geval moet XTALI (pen 3) de ingang van de clock zijn, terwijl XTALO (pen 4) open moet blijven.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie



Figuur 6/9.22.2-23: Het ontvangen van een break-karakter.

Control Register Bits				Divisor Selected For The Internal Counter	Baud Rate Generated With 3.6864 MHz Crystal	Baud Rate Generated With a Crystal of Frequency (f)
3	2	1	0			
0	0	0	0	73,728	$(3.6864 \times 10^6)/73,728 = 50$	f/73,728
0	0	0	1	33,538	$(3.6864 \times 10^6)/33,538 = 109.92$	f/33,538
0	0	1	0	27,408	$(3.6864 \times 10^6)/27,408 = 134.58$	f/27,408
0	0	1	1	24,576	$(3.6864 \times 10^6)/24,576 = 150$	f/24,576
0	1	0	0	12,288	$(3.6864 \times 10^6)/12,288 = 300$	f/12,288
0	1	0	1	6,144	$(3.6864 \times 10^6)/6,144 = 600$	f/6,144
0	1	1	0	3,072	$(3.6864 \times 10^6)/3,072 = 1,200$	f/3,072
0	1	1	1	2,048	$(3.6864 \times 10^6)/2,048 = 1,800$	f/2,048
1	0	0	0	1,536	$(3.6864 \times 10^6)/1,536 = 2,400$	f/1,536
1	0	0	1	1,024	$(3.6864 \times 10^6)/1,024 = 3,600$	f/1,024
1	0	1	0	768	$(3.6864 \times 10^6)/768 = 4,800$	f/768
1	0	1	1	512	$(3.6864 \times 10^6)/512 = 7,200$	f/512
1	1	0	0	384	$(3.6864 \times 10^6)/384 = 9,600$	f/384
1	1	0	1	192	$(3.6864 \times 10^6)/192 = 19,200$	f/192
1	1	1	0	96	$(3.6864 \times 10^6)/96 = 38,400$	f/96
1	1	1	1	16	TxC/16 = Baud Rate or RxC/16 = Baud Rate	

Figuur 6/9.22.2-24: Selectie van de baud-rate door middel van de bits 0 tot en met 3 van het Control Register.

9.22 Perifere schakelingen van de 65xx-familie

6/10

Connector-systemen en internationale standaarden

Inhoud

[1)] Dit hoofdstuk heeft een eigen inhoudsopgave

6/10.11 De RS-232 connector

(verschenen in de 24e aanvulling)

6/10.20 De slotconnector van de IBM-PC

(verschenen in de 25e aanvulling)

6/10.9
De DCF-77 tijdcodering

Inleiding

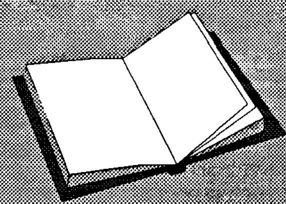
De juiste tijd

Ieder mens schijnt behoefte te hebben aan de juiste tijd. Hoewel moderne kristalgestuurde elektronische horloges zeer nauwkeurig zijn, verdient de PTT een aardige cent aan het 06-nummer, waarmee men de juiste tijd kan opvragen. Niet zo verbazingwekkend, want ons hele leven wordt tegenwoordig beheerst door de tijd. Geldt dit reeds voor het dagelijkse leven, nog veel meer is dit van toepassing op het moderne wetenschappelijk onderzoek. Astronomen koppelen tientallen radiotelescopen, verspreid over de halve aardbol, aan elkaar om diep in het heelal te kunnen doordringen. Om die experimenten te kunnen synchroniseren is het van het grootste belang dat alle deelnemende laboratoria over de juiste tijd beschikken. Als in het dagelijkse leven een nauwkeurigheid van één minuut meer dan genoeg is, dan geldt voor dit soort experimenten dat de tijdprecisie minstens een factor 1.000.000 groter moet zijn.

Eenheid van tijd

De eenheid van tijd is uiteraard de seconde. Dit lijkt voor de hand liggend, maar toch werd deze eenheid eerst in het jaar 1968 officieel wereldwijd gedefinieerd. Dit gebeurde op de "Conférence Génerale des Poids et des Mesures" (de internationale conferentie van gewichten en maten), een vergadering die zich bezig houdt met het internationaal standaardiseren van allerlei soorten eenheden. Op die conferentie werd de eenheid van tijd gedefinieerd als ***de tijdsduur van 9.192.631.770 perioden van de straling die wordt uitgezonden als een elektron van het atoom Cesium133 overspringt van het ene naar de andere hyperfijne niveau van de grondtoestand van het atoom.*** Die definitie kan alleen maar begrepen worden als men iets (of heel veel) afweet van de quantummechanica, de wetenschap die het gedrag van atomen probeert te begrijpen. In het kort komt het er op neer dat elektronen die rond de kern van een atoom draaien vaste banen hebben. Iedere baan komt overeen met een bepaalde energie van het elektron. Als een elektron van de ene naar de andere baan overspringt, zal dat elektron ofwel een bepaalde hoeveelheid

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/2.4
Hoofdstuk 3/16



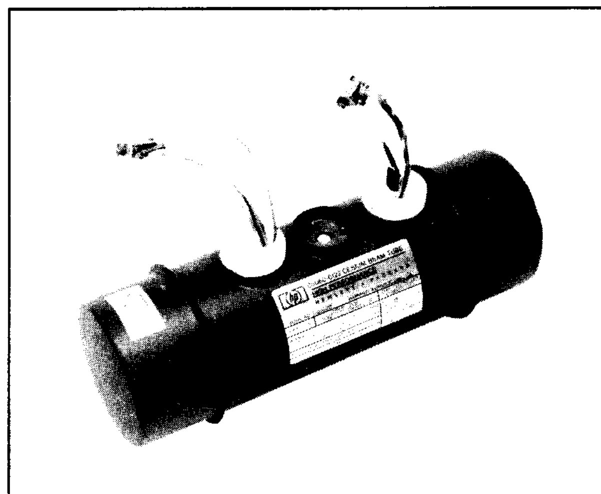
energie moeten opnemen ofwel een bepaalde hoeveelheid energie moeten afstaan. Dat afstaan van energie uit zich onder de vorm van het uitzenden van straling. Zoals ieder stralingsverschijnsel heeft ook die elektronenstraling een bepaalde periode en dus frequentie. De energieën die bij de banen horen zijn uiterst stabiel, misschien zijn dit wel de stabielste parameters van de materie. De frequentie van de uitgezonden straling is dus ook zeer stabiel. Men heeft methoden ontwikkeld om de frequentie van deze straling met een absolute nauwkeurigheid te kunnen meten.

Atoomklokken

Dat meten van die frequentie gebeurt in apparaten, die men in de volksmond atoomklokken noemt. Niet zoiets als kleine wekkertjes, die men op het nachtkastje zet, maar ingewikkelde en zeer dure laboratoriumapparaten, die men officieel "Cesium Beam Standards" noemt. Hewlett-Packard, de grote Amerikaanse fabrikant van elektronische meetapparaten (en ondertussen natuurlijk ook van printers) is een van de bedrijven die dergelijke tijdstandaarden maakt.
In figuur 6/10.9-1 wordt het hart van een dergelijk apparaat voorgesteld, de buis waarin $Cesium_{133}$ aan het resoneren wordt gebracht en waarin men de elektronenstraling kan omzetten in een wisselspanningssignaal met een uiterst stabiele frequentie van 9.192.631.770 Hz. Via ingewikkelde schakelingen kan men uit dit GHz-signaal een uiterst nauwkeurige referentie van bijvoorbeeld 10 MHz afleiden.

Universele wereldtijd

Met de zeer nauwkeurige frequenties die dergelijke apparaten genereren kan men klokken sturen. Op deze manier is men er in geslaagd niet alleen een internationale standaard af te spreken voor de definitie van de seconde, maar ook een internationale tijd. Deze tijd wordt UTC genoemd, de afkorting van "Universal Time Coördinates". Van deze wereldtijd, die overigens een "aardse" tijd is en geen astronomische, worden alle tijdzônes in de wereld afgeleid.
In West-Europa wordt bijvoorbeeld gewerkt met MEZ en MESZ. Dat zijn de afkortingen van respectievelijk "MittelEuropäische Zeit" en "MitterEuropäische Sommer Zeit". Tussen UTC, MEZ em MESZ bestaan de volgende relaties:
MEZ = UTC + 1 uur
MESZ = UTC + 2 uur



Figuur 6/10.9-1: Een $Cesium_{133}$-resonator, waaruit de internationale seconde kan worden afgeleid.

Tijdcode zenders

Cesium Beam Standards en de daarvan afgeleide UTC-klokken zijn te duur voor algemeen gebruik.
Vandaar heeft men een eenvoudige oplossing gezocht om de internationale seconde en UTC-standaard goedkoop beschikbaar te stellen. Over de gehele aard-

10.9 De DCF-77 tijdcodering

bol is een netwerk van radiozenders opgericht, die geen muziek of spraak uitstralen, maar alleen een draaggolf. De frequentie van die draaggolf is rechtstreeks afgeleid van een Cesium Beam Standard, zodat die frequentie uiterst nauwkeurig is. Iedereen kan die zenders uit de lucht plukken, de draaggolf versterken, omzetten in een digitaal signaal en door middel van frequentiedelers omzetten in een één seconde puls. Met deze secondenpuls kan men dan natuurlijk een digitale klok sturen. Uit de aard der zaak lopen deze klokken dan zeer nauwkeurig, het enige dat moet gebeuren is de klok één keer precies gelijk zetten met de internationale UTC-standaard.
Dat eenmalig gelijk zetten met de standaard is natuurlijk niet zo eenvoudig. Bovendien is het jammer om de tijdcode zenders niets meer dan een ongemoduleerde draaggolf te laten uitzenden. Vandaar moduleert men deze draaggolf met een bepaalde digitale code, die de officiële UTC-tijd bevat uitgedrukt in minuten, uren, dagen, maanden en jaren. Deze digitale code wordt om de minuut uitgezonden, zodat het in principe mogelijk is klokken om de minuut de synchroniseren met de officiële UTC-tijd.

De DCF-77 zender
Voor Nederland en België moet men afstemmen op de zender DCF-77. Deze zender wordt onderhouden door het Duitse "Physikalisch Technischen Bundenanstalt" (PTB) en staat in het plaatsje Mainflingen, 25 km ten zuidoosten van Frankfurt am Main. De draaggolf heeft een frequentie van 77,5 kHz waarvan de afwijking kleiner is dan $2x10^{-13}$ over een periode van honderd dagen. Dat betekent dus dat deze frequentie over een periode van honderd dagen tot ver in het µHz-bereik gelijk blijft aan de waarde van 77,5 kHz! DCF-77 is dus een typische lange golf zender, die ondanks zijn vrij laag vermogen van 50 kW toch binnen een straal van ongeveer 1.000 km goed te ontvangen is.

Wat kan men er mee doen?
Hobbyïsten kunnen de referentiefrequentie en de tijdcodering op drie manieren gebruiken.
- Frequentiemeters ijken
  De meeste zelfbouw frequentiemeters hebben een kristaloscillator als referentie. Nu is het een groot probleem om deze oscillator te ijken. Men heeft immers geen referentie in huis! Door een klein ontvangertje te bouwen, afgestemd op DCF-77, kan men dit probleem oplossen. Op de uitgang staat natuurlijk de uiterst nauwkeurige frequentie van 77,5 kHz. Men kan deze meten met de digitale frequentiemeter en de trimmer van de tijdbasisoscillator verdraaien tot de meter de juiste frequentie aangeeft.
- Frequentiereferentie maken
  Uit de frequentie van 77,5 kHz kan men door digitale technieken en phase locked loop's toe te passen een frequentie van bijvoorbeeld 10 MHz afleiden. Deze frequentie heeft dan dezelfde nauwkeurigheid als de draaggolf van de zender. Uit de 10 MHz kan men door tiendelers frequenties van 1 MHz, 100 kHz, etc afleiden. Men heeft dan een laboratorium frequentiestandaard, die kan gebruikt worden voor het afregelen van frequentiemeters en oscillatoren.
- Een DCF-77 klok maken
  De DCF-77 zender zendt niet alleen de draaggolf uit, maar ook de digitale UTC-code. Men kan deze code van de draaggolf scheiden en er een zeer

nauwkeurige digitale klok mee bouwen. Helaas is het niet zo eenvoudig de code met "normale" elektronica om te zetten naar signalen die de display's van de klok aansturen.
In de meeste gevallen wordt daarvoor een microprocessor gebruikt, waarvan het besturingssysteem in een EPROM wordt geladen.

Betrouwbaarheid
Het signaal van de DCF-77 zender wordt door tal van instanties gebruikt voor het synchroniseren van hun klokken. Het is dus duidelijk dat al die instanties afhankelijk zijn van een betrouwbare ontvangst van de zender. Als de hoofdzender wordt uitgeschakeld voor onderhoudswerkzaamheden wordt een reservezender ingeschakeld.
Tijdelijke uitval van de zender kan voorkomen door onweer in de buurt. Daar is weinig tegen te doen en het is dus van belang dat iedere klok die door DCF-77 gesynchroniseerd wordt ook beschikt over een eigen tijdbasis, die de klok laat verder lopen als het zendersignaal even weg valt. Als nadien het zendersignaal weer wordt ontvangen kan de klok weer door de microprocessor gelijk gezet worden met de ontvangen tijdcode. Het systeem werkt erg betrouwbaar. In de periode van 1974 tot en met 1978 werden slechts zes zenderuitvallen geconstateerd, die langer dan één uur duurden.

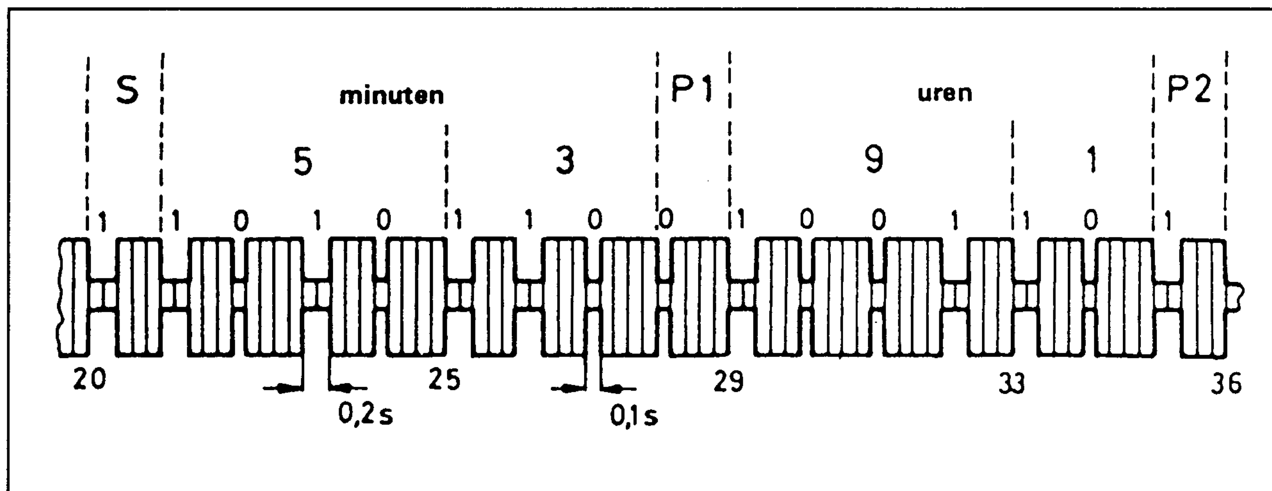
De tijdcode van DCF-77

Modulatie
Per minuut zendt de DCF-77 zender 59 bits uit. Deze bits worden om de seconde op de draaggolf gemoduleerd door het reduceren van de amplitude van de draaggolf tot 25 %. Deze reductie duurt 100 ms als een bit een "L" is en 200 ms als een bit een "H" is. Het begin van de draaggolfreductie komt precies overeen met het begin van een nieuwe seconde in de officiële UTC-tijd.
Het door de zender uitgestraalde signaal ziet er dus uit zoals voorgesteld in figuur 6/10.9-2. De betekenis van de bits S, P1 en P2 wordt later uitgelegd.

De samenstelling van de tijdcode
Van de in totaal 59 bits die per minuut worden uitgezonden, worden er 35 gebruikt voor het coderen van de actuele UTC-tijd en wel volgens onderstaand systeem:
- 7 bits voor de minuten, met een praktisch decimaal bereik van 00 tot en met 59.
- 6 bits voor de uren, met een praktisch decimaal bereik van 00 tot en met 23.
- 6 bits voor de kalenderdag, met een decimaal bereik van 01 tot en met 31.
- 3 bits voor de weekdag, met een praktisch decimaal bereik van 1 tot en met 7, waarbij geldt dat de maandag als eerste dag van de week wordt beschouwd.
- 5 bits voor de maand, met een praktisch decimaal bereik van 01 tot en met 12.
- 8 bits voor het jaar, met een praktisch decimaal bereik van 00 tot en met 99.

Deze codes staan in het BCD-formaat, zodat de bits van laag naar hoog het "gewicht" hebben van 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40 en 80. Door het gewicht van de hoge bits bij elkaar op te tellen ontstaat de decimale waarde van een gegeven.
Als de zes uren-bits bijvoorbeeld de codering "L-H-H-L-H-L" hebben, dan komt dit overeen met een decimale tijd van 0+2+4+0+10+0=16 uur.

10.9 De DCF-77 tijdcodering



Figuur 6/10.9-2: Het door de DCF-77 zender uitgestraalde signaal.

kalenderjaar
(8 bits)
M
P3
kodering
naar
behoefte
kalendermaand
(5 bits)
R
A1
Z1
Z2
A2
S
zie tekst
weekdag
(3 bits)
kalenderdag
(6 bits)
P2
P1
minuten
(7 +1 bits)
uren
(6 +1 bits)

Figuur 6/10.9-3: De verdeling van de 59 bits over een hele minuut.

10.9 De DCF-77 tijdcodering

De totale code

Zoals reeds geschreven bevat de totale code 59 bits. Hoe die in de minuut verdeeld zijn volgt uit figuur 6/10.9-3.

De eerste veertien bits worden niet gebruikt voor het coderen van de tijd en kunnen gebruikt worden voor allerlei speciale doeleinden. Nadien volgen zes bits, die ook niet tot de tijdcodering horen, maar wel een speciale betekenis hebben.

- Het R-bit
  Het R-bit geeft met "H" aan dan naar de reservezender is omgeschakeld.
- Het A1-bit
  Dit bit geeft aan dan wordt overgeschakeld van zomertijd naar wintertijd of vice-versa en wel door één uur voor het overschakelen "H" te worden. Let wel dat uiteraard gebruik wordt gemaakt van de Duitse zomer- en wintertijd.
- Het A2-bit
  Dit bit wordt gebruikt om de correctie aan te kondigen, die af en toe noodzakelijk is om de aardse tijd weer synchroon te laten lopen met de astronomische tijd. Men leest wel eens in de kranten dat men beslist heeft een bepaalde dag één seconde langer te laten duren. Deze aanpassing, waaraan ingewikkelde astronomische motieven ten grondslag liggen, wordt met dit bit aangekondigd en wel door dit bit één uur voor de correctie "H" te sturen.
- De Z-bits
  Deze bits geven aan dat de tijdcodering volgens de zomertijd of volgens de wintertijd wordt uitgezonden. De tijdcodering van de DCF-77 zender volgt in basis de UTC-tijd.
  Deze codering is in Midden-Europa niet bruikbaar, de MEZ loopt één uur voor op de UTC, de MESZ zelfs twee uur. Deze twee gegevens worden gecodeerd in de Z-bits, zodat de actuele tijd in Midden-Europa bepaald wordt door de uitdrukking:
  Tijd = UTC + bit 18 + 2.bit 17
- Het S-bit
  Dit bit is het startbit van de BCD-gecodeerde tijdsinformatie en is altijd "H".

Pariteitsbits

Naast de beschreven bits worden nog drie zogenoemde P-bits opgenomen. Deze liggen verspreid over de minuut en zijn pariteitsbits, waarmee de ontvanger de geldigheid van de ontvangen code kan controleren. Deze P-bits nemen de posities 28, 35 en 58 in en worden als volgt gebruikt:

- Het P1-bit
  Dit bit, op positie 28, wordt gebruikt voor het controleren van de geldigheid van het zeven bit lange minutenwoord.
- Het P2-bit
  Dit bit, op positie 35, wordt gebruikt voor het controleren van de geldigheid van het zes bit lange urenwoord.
- Het P3-bit
  Dit laatste pariteitsbit, op positie 58, kan gebruikt worden voor het controleren van de geldigheid van de overige 22 bits, dus voor de geldigheid van de kalenderdag, de weekdag, de maand en het jaar.

Uiteraard is niemand verplicht deze controle uit te voeren. Dat is eigenlijk ook een beetje overbodig, want vergeet niet dat de gegevens om de minuut worden ververst!

Start van een nieuwe minuut

De officiële start van een nieuwe minuut wordt gecodeerd door in de laatste seconde van de vorige minuut geen bit uit te zenden. Tussen bit P3 en het eerste bit van de nieuwe minuut zit dus een langer dan normale pause, waarin de draaggolf op

10.9 De DCF-77 tijdcodering

100 % van zijn amplitude wordt uitgezonden. Dit verschijnsel is tamelijk eenvoudig elektronisch te decoderen, waardoor bijvoorbeeld op een heel simpele manier minutensync's uit het DCF-77 signaal kunnen worden afgeleid.

Morse-code
Driemaal per uur, in de 19e, de 39e en de 59e minuut, wordt twee maal achter elkaar de code "DCT 77" in morse uitgezonden. Elk morsesymbool wordt tussen twee secondencodes uitgezonden, waarbij gebruik wordt gemaakt van een modulatie van de draaggolf met een blokgolf van 250 Hz. De modulatiediepte bedraagt 25 %.

DCF-77 ontvangers

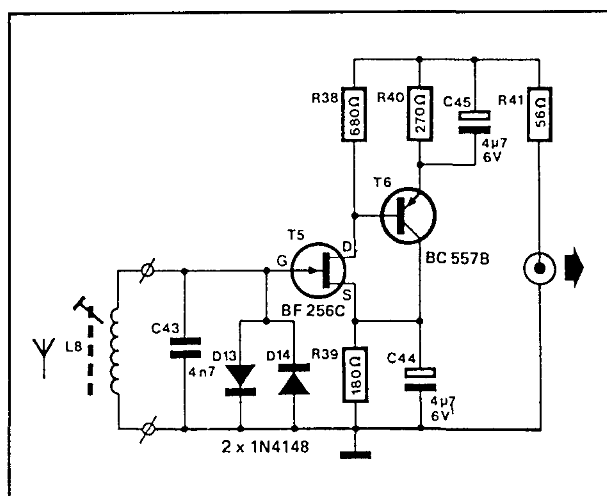
Inleiding
De DCF-77 zender is in Nederland wel goed te ontvangen, maar het ontvangen signaal is zwak. Er moet dus gebruik worden gemaakt van een actieve antenne en nadien een zeer gevoelige ontvanger met modulator. De totale versterking moet minstens 10.000 bedragen.

TV-storingen
Maar er zijn andere problemen! Zoals bekend wekt iedere TV een stoorveld op met een frequentie van 15.625 Hz. Dat is de frequentie waarmee de elektronenstraal over het scherm wordt afgebogen. Het stoorveld ontstaat in de lijntrafo en omdat niet met zuivere sinussen wordt gewerkt, zal dit stoorveld vele harmonische frequenties bevatten. De frequentie van de vijfde harmonische van de lijnpuls is gelijk aan 78.125 Hz. Deze frequentie ligt slechts 625 Hz verwijderd van de draaggolf van de DCF-77 zender! Wil men dus wél de DCF-77 zender ontvangen, maar het signaal niet volledig laten overwoekeren door het stoorveld van een in de buurt spelende TV, dan zal men met een heel erg selectieve versterker moeten werken. Dat wil zeggen dat de bandbreedte van de versterker zo smal moet zijn, dat het signaal van 77,5 kHz goed wordt versterkt, maar dat het TV-stoorsignaal van 78,125 kHz volledig wordt onderdrukt. Als men met een rechtuit ontvanger werkt, moet men dus zeer scherpe afgestemde filters toepassen. Vanwege de lage frequentie komen hiervoor allen kristal- of ceramische filters in aanmerking. Deze zijn echter voor deze frequenties zeer duur en nauwelijks verkrijgbaar. Vandaar dat men in de meeste schakelingen volgens het superheterodyne-principe werkt, waarbij de draaggolf van 77,5 kHz eerst door middel van menging met het signaal van een locale oscillator naar een lage middenfrequentie wordt herleid. Nadien kan men met scherpe en goedkope RC-filters werken.

Belangrijke opmerking
Het zal duidelijk zijn dat het superheterodyne principe alleen bruikbaar is als men de tijdcode uit het signaal wil halen. Wil men het signaal van de DCF-77 zender gebruiken als frequentiestandaard, dan kan men natuurlijk niet gaan mengen met een locale oscillator! De nauwkeurigheid van het middenfrequent signaal is dan volledig afhankelijk van de nauwkeurigheid van de locale oscillator en deze is natuurlijk niet als frequentiestandaard te beschouwen.

Een actieve antenne
Wie alleen geïnteresseerd is in het ontvangen van de referentiefrequentie van 77,5 kHz komt vaak al een heel eind door

niet meer dan een actieve antenne tegen de gevel te schroeven. Door gebruik te maken van een dergelijke antenneversterker kan men als basis vrij kleine ferrietstaven gebruiken. In figuur 6/10.9-4 is als voorbeeld een door Elektuur ontwikkelde actieve antenne getekend. De antennespoel L8 bestaat uit 100 windingen CuL-draad met een diameter van 0,2 mm, vrij gewikkeld op een ferrietstaaf met een lengte van 10 cm en een diameter van 1 cm.



Figuur 6/10.9-4: Een voorbeeld van een actieve antenne, afgestemd op 77,5 kHz.

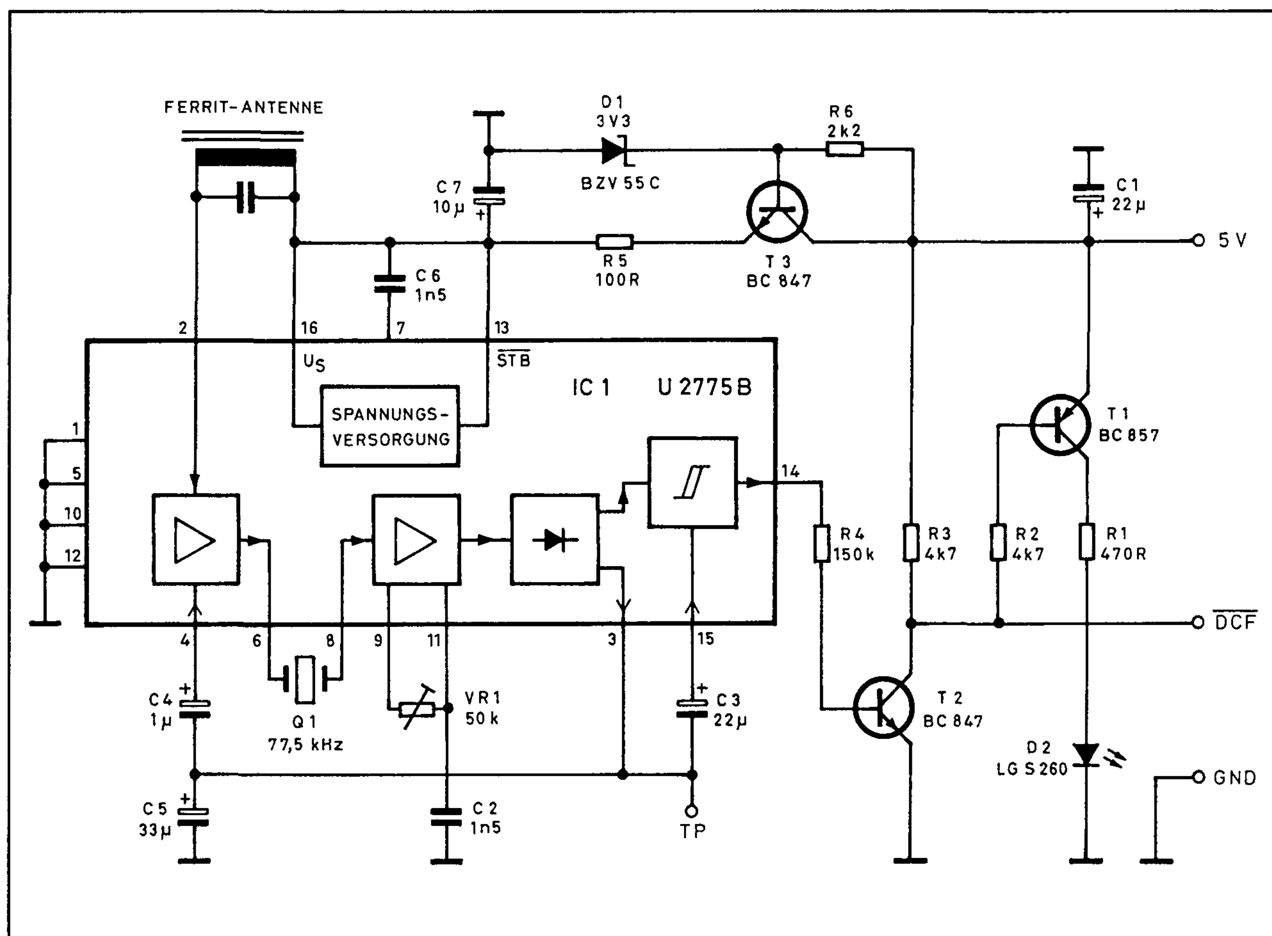
De spoel vormt met de condensator C43 een afgestemde kring waarvan de resonantiefrequentie rond 77,5 kHz ligt. De twee dioden D13 en D14 beschermen de FET T5 tegen te hoge gatespanningen die bijvoorbeeld zouden kunnen ontstaan in de spoel als er een bliksem in de buurt inslaat. De FET T5 versterkt het gatesignaal ongeveer twintig keer. Het signaal wordt nadien laagimpedant uitgekoppeld door de transistor T6. De schakeling kan gevoed worden uit een spanning van +12 V, waarbij deze spanning via de coaxkabel die de actieve antenne met het laboratorium verbindt toegevoerd kan worden. De elektronica moet bij de ferrietstaaf worden gemonteerd. Het geheel kan bijvoorbeeld worden ondergebracht in een waterdichte kunststof behuizing en tegen de gevel van een huis bevestigd. Hoe hoger, hoe beter!

Eenvoudige rechtuit ontvanger

In figuur 6/10.9-5 is een eenvoudige rechtuit ontvanger getekend met geïntegreerde versterker en ceramisch filter. In principe kan gebruik gemaakt worden van dezelfde ferrietantenne als in figuur 6/10.9-4 beschreven is.

Het signaal van de ferrietspoel gaat naar de ingang (pen 2) van de eerste versterker van het IC. De uitgang van deze trap (pen 6) wordt via het kwartsfilter aangeboden aan de ingang (pen 8) van de tweede versterker. Deze versterker wordt via een extern RC-netwerkje ingesteld. Het uitgangssignaal wordt gelijkgericht. Het gelijkgerichte uitgangssignaal stuurt een Schmitt-trigger maar via pen 3 ook de automatische versterkingsregeling van de eerste trap. Het gelijkgerichte signaal laadt de condensator C5 op. De gelijkspanning over dit onderdeel is afhankelijk van de grootte van het antennesignaal. Via de condensator C4 wordt de versterking van de eerste trap zo geregeld dat zwakke signalen maximaal worden versterkt en sterke signalen minimaal. Op deze manier wordt voorkomen dat de versterkertrappen overstuurd worden. Via de condensator C3 wordt de drempel van de Schmitt-trigger aangepast aan de signaalsterkte. Het uitgangssignaal van het IC wordt via de transistor T2 omgezet in een TTL-compatibel signaal. Op de uitgang $\overline{\text{DCF}}$ staat een signaal ter beschikking dat TTL-pulsen levert met een breedte van 70 ms ("L") of 170 ms ("H").

10.9 De DCF-77 tijdcodering



Figuur 6/10.9-5: Een eenvoudige rechtuit ontvanger met de geïntegreerde schakeling U2775B van Telefunken.

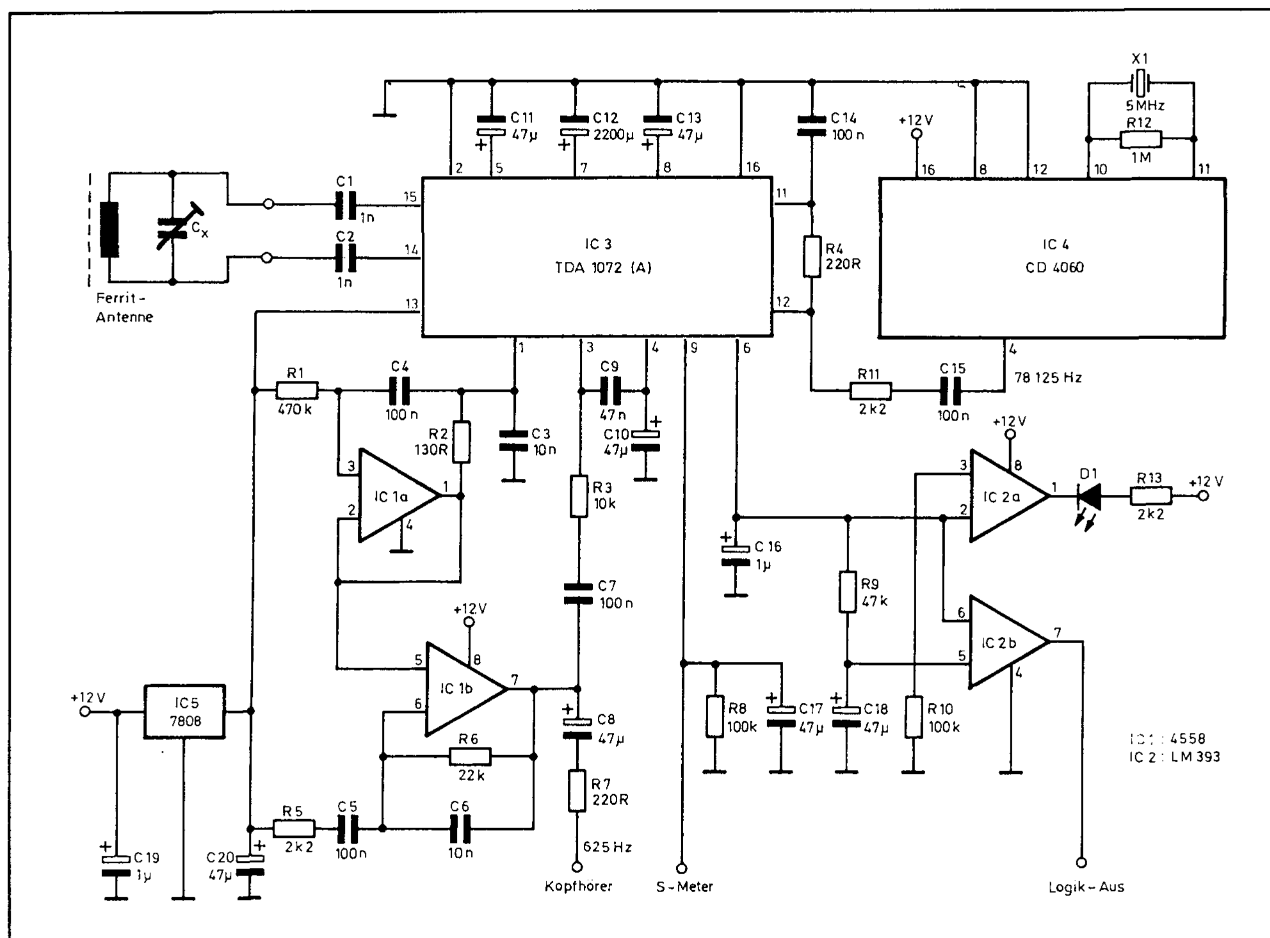
De LED D2 knippert met een frequentie van een seconde als het DCF-77 signaal goed wordt ontvangen. De schakeling kan het best ook tegen de gevel van een huis worden gemonteerd waarbij de ferrietstaaf, als het even kan, in de richting van Frankfurt wordt geplaatst. Als de voedingsspanning is aangesloten en de LED gaat knipperen weet men dat de schakeling goed werkt. De instelpotentiometer VR1 wordt nu afgeregeld totdat men op het testpunt TP een gelijkspanning van ongeveer 0,7 V meet.

Een heterodyne ontvanger

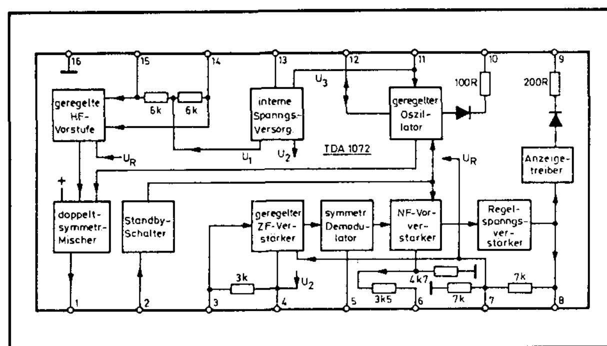
Zoals reeds geschreven in de inleiding, is het heterodyne principe vanwege zijn storingsongevoeligheid veruit te prefereren. In figuur 6/10.9-6 wordt een eenvoudige schakeling gegeven, die volgens dit principe werkt. Hart van de schakeling is IC3, een TDA1072.

Dit IC bevat alle blokken die noodzakelijk zijn voor het opbouwen van een superheterodyne AM-ontvanger. Het intern blokschema van dit IC is getekend in figuur 6/10.9-7.

10.9 De DCF-77 tijdcodering



Figuur 6/10.9-6: Een schema van een eenvoudige superheterodyne ontvanger, naar een ontwerp uit Elrad.



Figuur 6/10.9-7: Intern blokschema van de TDA1072.

Tussen de pennen 14 en 15 wordt het antennesignaal aangesloten, tussen de pennen 11 en 12 het signaal van de locale oscillator. Het gemengde signaal staat ter beschikking op pen 1. Pen 3 is de ingang van de middenfrequent versterker. Deze is intern rechtstreeks doorgekoppeld met de demodulator en een laagfrequent versterker. Het signaal kan via pen 6 afgenomen worden. De demodulator levert uiteraard ook nu een signaal voor de automatische versterkingsregeling. Het stuursignaal voor deze regeling moet via een condensator op pen 4 ontkoppeld worden naar de massa.

Ook nu is de basis een afgestemde ferrietstaaf. De spoel en de condensator Cx moeten afgestemd staan op 77,5 kHz, zodat men ook hier weer de onderdelen van figuur 6/10.9-4 kan toepassen. Het signaal wordt capacitief door middel van de

10.9 De DCF-77 tijdcodering

scheidingscondensatoren C1 en C2 aan de hoogfrequent versterker van het IC aangeboden. Deze condensatoren zorgen bovendien voor een effectieve verzwakking van laagfrequente stoorsignalen, die bijvoorbeeld door TL-buizen worden gegenereerd. De frequentie van de locale oscillator wordt afgeleid van een kristaloscillator van 5 MHz. Hiervoor wordt een CD4060 gebruikt, een IC dat bestaat uit een oscillator en een groot aantal binaire frequentiedelers. Op pen 4 staat een signaal met een frequentie van 78,125 kHz (5 MHz gedeeld door 64) ter beschikking. Dit signaal wordt gebruikt als locale oscillator en via de pennen 11 en 12 aan het IC aangeboden. De condensatoren C14 en C15 en de weerstanden R4 en R11 zorgen voor het omzetten van de CMOS-compatibele uitgangsspanning van de CD4060 naar een klein sinusvormig signaaltje. De twee signalen worden in de TDA1072 gemengd. Zoals bekend ontstaan bij dit mengen verschillende signalen, waarvan er eentje, het verschilsignaal, belangrijk is. De frequentie van dit signaal is gelijk aan het verschil van de frequenties van beide te mengen signalen. Dit geeft dus een signaaltje met als frequentie 625 Hz.
Een dergelijk signaal kan uitstekend met gewone actieve RC-filters uitgefilterd worden. Dat is dan ook wat gebeurt in de twee schakelingen rond de operationele versterkers IC1a en IC1b. Deze zijn als gyratoren geschakeld en vormen dus een soort van elektronische spoelen. Deze spoelen vormen met de parallel geschakelde condensator C3 een zeer scherp banddoorlaat filter. De filterfrequentie is natuurlijk ingesteld op 625 Hz, de bandbreedte bedraagt slechts 50 Hz! Een tweede voordeel van het gyrator-filter is de grote versterking. De totale versterking van de schakeling wordt door het gebruik van dit filter gelijk aan 15.000. Het gefilterde middenfrequent signaal wordt via pen 3 aangeboden aan de middenfrequent versterker en de detector. Via pen 6 wordt het signaal uitgekoppeld. De operationele versterker IC2b vormt een comparator, die het uitgangssignaal van de TDA1072 omzet in een mooie, TTL-compatibele uitgangspuls. De drempel van de comparator is ingesteld op 66 % van de uitgangsspanning van de TDA1072. Als het uitgangssignaal onder deze waarde zakt, levert de comparator een "H" aan de logische uitgang. Dit is het geval bij het door de zender uitzenden van de digitale enen en nullen. De tweede comparator van IC2 wordt gebruikt voor het aansturen van een indicator-LED D1. Deze gaat met een frequentie van 1 Hz knipperen als een geldig DCF-77 signaal wordt ontvangen. Het afregelen van de schakeling is erg eenvoudig. Op de "Kopfhörer"-uitgang wordt een hoofdtelefoontje aangesloten. Men regelt nu Cx af tot het 625 Hz signaal op maximaal volume ontvangen wordt.

Tijdcode decoders

Microprocessor noodzakelijk?

De tot nu toe beschreven schakelingen doen niets anders dan het radiosignaal van de DCF-77 zender uit de ether plukken, het versterken en er de seriële digitale tijdcode uit afleiden. Wil men de zender gebruiken voor het sturen van een digitale klok, dan zal men de seriële code moeten omzetten naar BCD-informatie, waarmee men in totaal acht zeven-segment indicatoren kan sturen. Alle in de vakliteratuur gepubliceerde schakelingen (en dat zijn

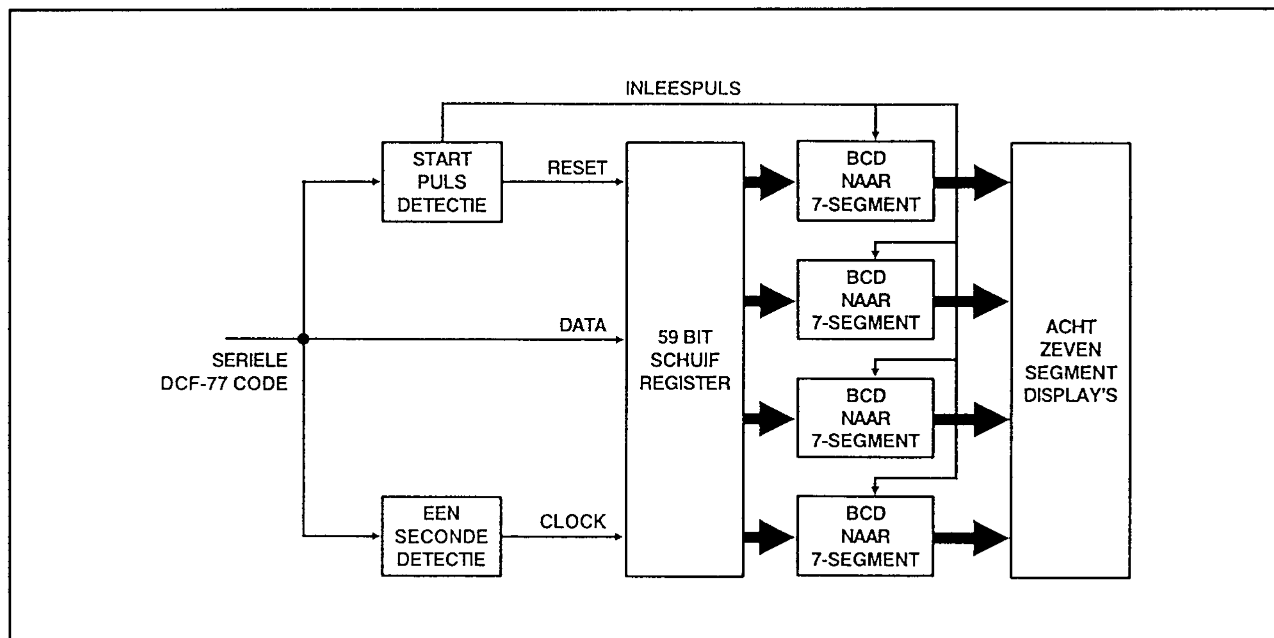
er heel wat) gebruiken hiervoor een microprocessor. Het besturingssysteem van de processor wordt dan eenmalig geschreven in een EPROM. Toch lijkt het mogelijk op een vrij eenvoudige manier de display's rechtstreeks uit de seriële code aan te sturen.

Een blokschema
Voor de ervaren nabouwer/ster wordt in het kort blokschematisch een mogelijke schakeling beschreven. Het blokschema staat in figuur 6/10.9-8.
Uit de seriële DCF-077 code kan op een vrij eenvoudige manier de start van een nieuwe cyclus worden afgelezen. Dat is namelijk het enige moment, waar er gedurende meer dan een seconde geen code wordt uitgezonden. Men zou hiervoor een differentiator kunnen gebruiken, die een elco oplaadt uit de code tot een bepaalde spanning. Deze spanning kan door een comparator geëvalueerd worden en stijgt alleen tussen bit P3 en het eerste bit van de nieuwe minuut naar een bepaalde waarde. De comparator levert dan een uitgangspuls. Hieruit wordt eerst een inleespuls gegenereerd, die de inhoud van sommige bits van een schuifregister inleest in BCD naar zeven-segment decoders met ingebouwde latch. Nadien volgt een korte resetpuls voor het schuifregister, zodat de inhoud "L" wordt. Op een even eenvoudige manier is de één seconde puls op te wekken. Ook nu kan men gebruik maken van het verschil in draaggolf-amplitude of kan men de puls rechtstreeks afleiden uit de seriële code. Deze één seconde puls wordt gebruikt als clock voor het schuifregister. De seriële code zélf wordt aan de DATA-ingang van het register aangelegd. Natuurlijk moet men dan wel een manier verzinnen om de smalle en bredere pulsen in de seriële code om te zetten naar "echte" digitale nullen en enen. Dat zou kunnen door gebruik te maken van enige monostabiele mutivibratoren.
Het register moet een breedte van 59 bit hebben. Na het wegvallen van de RESET worden alle 59 bits van de seriële code netjes een na een op het ritme van de CLOCK in het register ingelezen. Na afloop van een cyclus bevat het register dus de net uitgezonden seriële code in parallelle vorm. Het volstaat nu de juiste Q-uitgangen van het register (zie hiervoor figuur 6/10.9-3) aan de D-ingangen van de BCD naar zeven-segment decoders aan te leggen. Omdat de tijdgegevens BCD-gecodeerd zijn, zullen de zeven-segment display's rechtstreeks de juiste tijd en datum aangeven.
Bij dit principe moet wel opgemerkt worden, dat er geen rekening wordt gehouden met de omzetting van de UTC-tijd naar MEZ en MESZ. Maar ook deze gegevens kunnen uit het schuifregister worden gehaald en het volstaat met enige poorten te decoderen of de bits Z1 en Z2 "L" of "H" zijn. Door nu tussen de uitgangen van het schuifregister die de uren-code bevatten en de BCD-decoder een opteller op te nemen, moet het mogelijk zijn 1 of 2 bij de uren-code op te tellen.

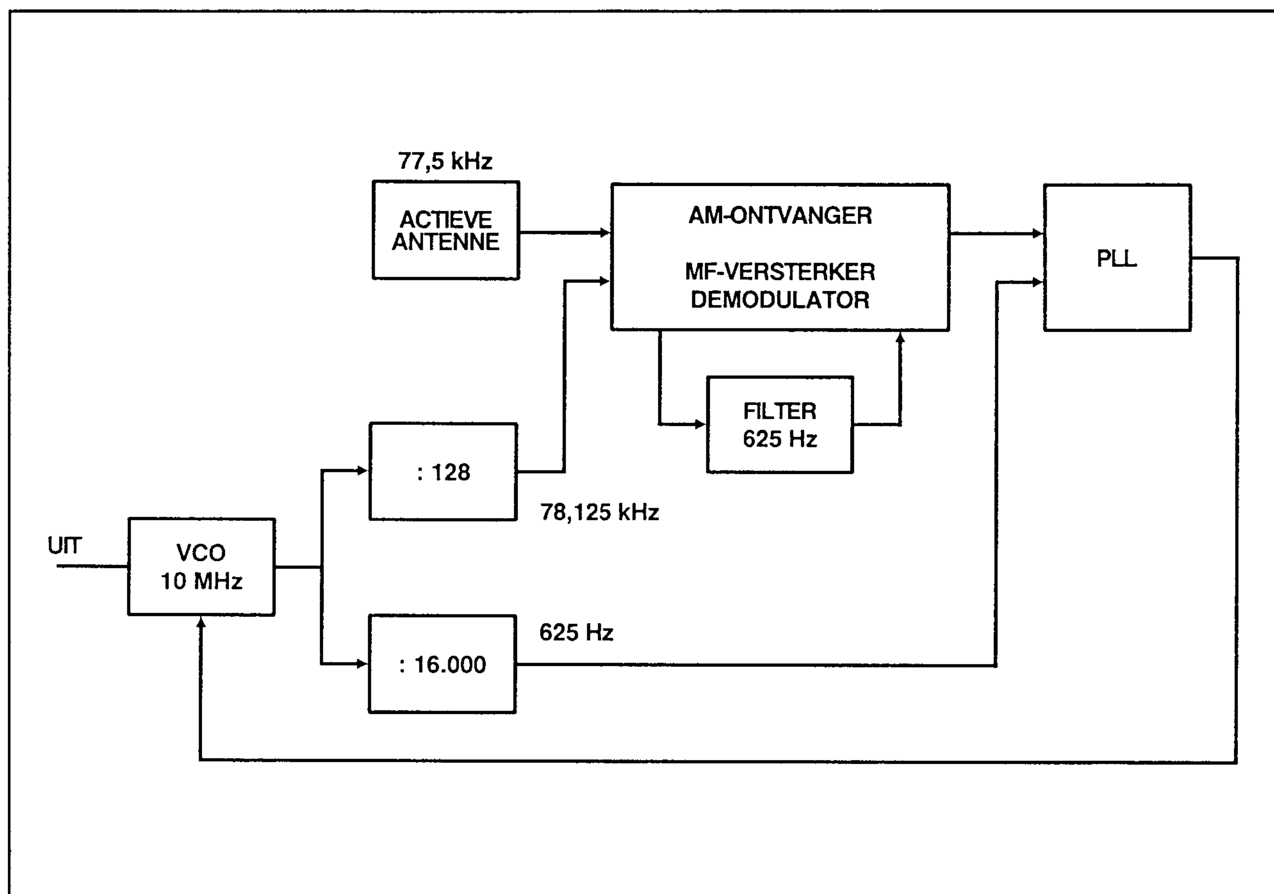
Frequentie referenties

PLL noodzakelijk
Uit het stabiele 77,5 kHz draaggolfsignaal van de DCF-77 zender kan op een vrij eenvoudige manier een frequentie referentie worden afgeleid. Het blokschema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 6/10.9-9. Een deel van het schema is reeds besproken.

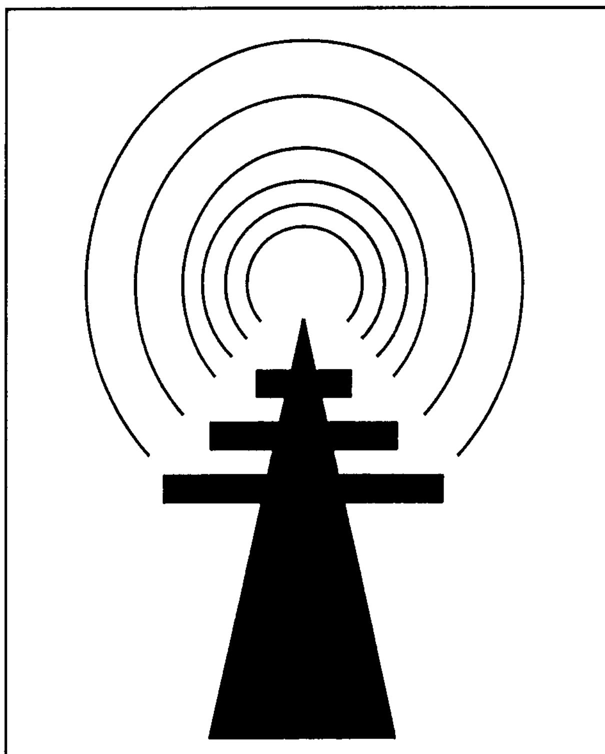
10.9 De DCF-77 tijdcodering



Figuur 6/10.9-8: Het blokschema van een experimentele rechtstreekse DCF-77 decodering.



Figuur 6/10.9-9: Het blokschema van een PLL-gestuurde frequentie referentie van 10 MHz.



Figuur 6/10.9-10: Het logo, waarmee wordt aangegeven dat een klok of wekker gesynchroniseerd wordt door de tijdcode van de DCF-77 zender.

Naast een actieve antenne (bijvoorbeeld figuur 6/10.9-4) heeft men een heterodyne ontvanger nodig (bijvoorbeeld de schakeling rond IC3 in figuur 6/10.9-6). Als basis van de locale oscillator wordt nu echter een VCO gebruikt met een eigen frequentie van 10 MHz. Deze oscillator is spanningsgestuurd, de frequentie is afhankelijk van een stuurspanning die men aan de schakeling aanlegt. Het uitgangssignaal met een frequentie van 10 MHz wordt door een frequentiedeler met een deelverhouding van 128 gevoerd. Daarvoor zijn slechts zeven flip-flop's noodzakelijk. De frequentie wordt gereduceerd tot 78,125 kHz en dit signaal wordt aan de ingangen voor de locale oscillator van de AM-ontvanger aangeboden. Het MF-signaal heeft dan weer de reeds bekende frequentie van 625 Hz. Dit signaal wordt gefilterd, versterkt en gedemoduleerd. Het uitgangssignaal van de AM-ontvanger stuurt één ingang van een PLL. Als tweede ingang wordt het door 16.000 gedeelde signaal van de VCO gebruikt. Ook nu ontstaat een frequentie van 625 Hz. De Phase Locked Loop zal zowel fase als frequentie van beide ingangssignalen vergelijken. Als deze niet aan elkaar gelijk zijn, wekt de PLL een uitgangssignaal op, waarvan de grootte afhankelijk is van het fase- en/of frequentieverschil tussen beide ingangssignalen. Met dit signaal wordt de VCO gestuurd. De uitgangsfrequentie wordt bijgeregeld, zodat aan de fase- en frequentiegelijkheid van beide 625 Hz signalen wordt voldaan. De PLL zorgt er dus voor dat de uitgangsfrequentie van de VCO gesynchroniseerd wordt met de draaggolffrequentie van de DCF-77 zender. Het uitgangssignaal van de VCO levert dus per definitie een signaal af, waarvan de frequentie zeer stabiel en zeer nauwkeurig op 10,000 MHz wordt gestabiliseerd.

DCF-77 modulen

Inleiding

Hoewel de DCF-77 zender in eerste instantie werd opgericht voor het bedienen van allerlei officiële instanties zoals spoorwegen, stadsbesturen, PTT's, TV-zenders en laboratoria, heeft ook de consumerindustrie tegenwoordig deze zender ontdekt.

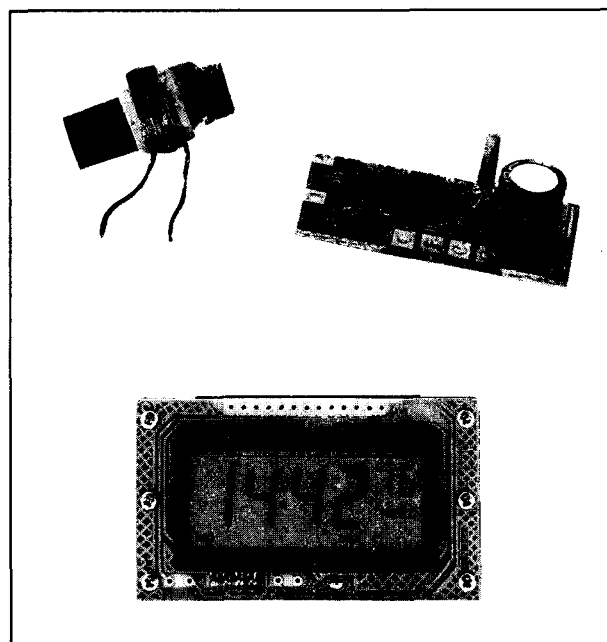
Voor ongeveer *f* 150,00 kan men nu al een digitale polshorloge kopen, waarin de

10.9 De DCF-77 tijdcodering

volledige elektronica, van radio-ontvanger tot en met microprocessor, is geïntegreerd. Ook worden verschillende digitale of analoge wandklokken en wekkers aangeboden, die DCF-77 gestuurd zijn. Om aan te geven dat een klok "atoomgestuurd" is heeft men een logo ontwikkeld. Alle klokken die voorzien zijn van het logo van figuur 6/10.9-10 zijn DCF-77 gesynchroniseerd.
Overigens wil dit niet zeggen dat alle apparaten om de minuut de DCF-77 code inlezen en verwerken. In de meeste gevallen, zeker bij batterijgevoede apparatuur zoals polshorloges, wordt maar twee keer per dag gesynchroniseerd. Voor de rest van de tijd loopt het horloge op de ingebouwde kristaltijdbasis. Dit wordt gedaan om energie te sparen en de batterijtjes niet onnodig te belasten. Verder zal men vaststellen dat dergelijke goedkope massaal geproduceerde klokken regelmatig het contact met de zender verliezen. Het logootje, meestal uitgevoerd als LCD-symbooltje, gaat dan knipperen. Waarschijnlijk is dit een gevolg van het feit dat men in kleine apparaten zoals polshorloges en wekkers geen grote ferrietstaaf kan inbouwen en dat de antennekring dus niet erg gevoelig is. Slechte weersomstandigheden kunnen er dan de oorzaak van zijn dat het zendersignaal te zwak wordt ontvangen en de klok het enige uren zonder synchronisatie moet stellen.

Modulen
Door diverse grote (Duitse) onderdelenleveranciers worden op dit moment digitale en analoge klokmodulen aangeboden, die DCF-77 gesynchroniseerd zijn. Deze modulen kosten rond de vijftig gulden en zijn een ideale basis om zélf klokken te bouwen naar eigen wensen en met eigen lay-out.

Als voorbeeld wordt in figuur 6/10.9-11 een van deze modulen-sets getoond, in dit geval een setje dat door Conrad Elektronik wordt aangeboden voor minder dan veertig gulden. De set bestaat uit een klein ferrietstaafje met spoeltje, een ontvangermodule en een digitale klokmodule. De display's kunnen naar keuze de tijd, de datum of afwisselend tijd en datum weergeven. Door middel van een aan te sluiten schakelaar kan het module de tijd volgens UTC, MEZ of MESZ aangeven. Er is een één seconde uitgang aanwezig, waarmee het mogelijk is analoge elektrische klokken aan te sturen.
Het geheel kan gevoed worden uit een batterijtje van 1,5 V, waarop de elektronica gemiddeld één jaar kan werken.



Figuur 6/10.9-11: Drie modulen, die door Conrad voor minder dan veertig gulden geleverd worden en die alle onderdelen bevatten voor het samenstellen van een DCF-77 gesynchroniseerde klok.

10.9 De DCF-77 tijdcodering

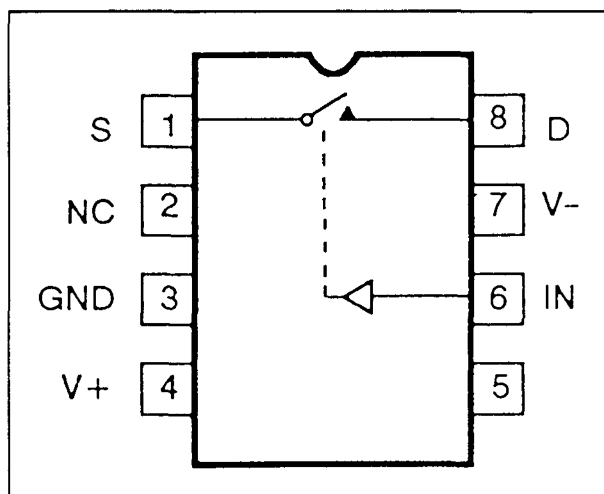
6/6.26

Schakelaar-IC's

Inleiding

Nuttige IC's

Schakelaar-IC's zijn geïntegreerde schakelingen waarmee het mogelijk is ***analoge*** signalen door middel van ***digitale*** stuursignalen van een in- naar een uitgang te schakelen. De meest eenvoudige uitvoering van een schakelaar-IC is getekend in figuur 6/6.26-1. Het IC heeft twee symmetrische voedingsaansluitingen V- en V+, een massa GND, een stuuringang IN, een analoge ingang S en een analoge uitgang D. Staat de IN op logisch "L", dan staat tussen de klemmen S en D een zo goed als oneindig hoge weerstand.

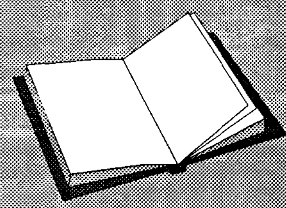


Figuur 6/6.26-1: Het blokschema van een schakelaar-IC.

Legt men op de stuuringang IN een "H" aan, dan wordt de weerstand tussen S en D zeer laag, in de meeste gevallen minder dan 100 Ω. De verbinding S naar D gedraagt zich dan als een gesloten schakelaar en het analoge ingangsignaal op S verschijnt vrijwel onvervormd op de uitgang D. De werking van een dergelijk IC is ook nog op een ander gebied te vergelijken met deze van een mechanische schakelaar. In principe maakt het niets uit als men de analoge in- en de uitgangen verwisselt.

Als het IC symmetrisch gevoed wordt, kunnen ook de analoge ingangssignalen symmetrisch ten opzichte van de massa zijn. Dat is natuurlijk zeer handig, omdat analoge signalen in de meeste gevallen zowel positief als negatief ten opzichte van de massa kunnen zijn.

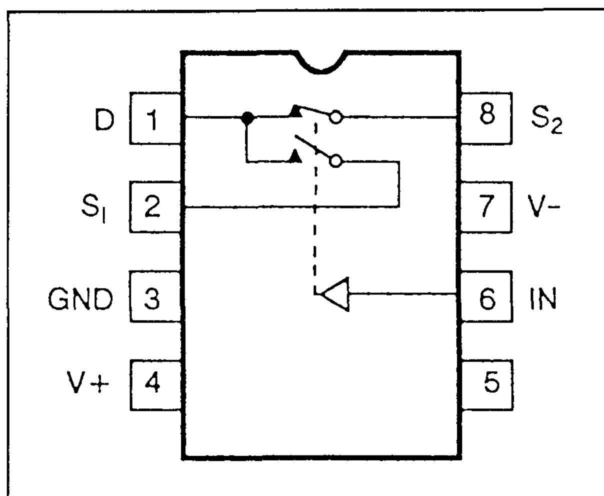
LEES OOK:
Hoofdstuk 6/5.2.1



6.26 Schakelaar-IC's

Diverse uitvoeringen

Naast de enkelvoudige AAN/UIT-schakelaar van figuur 6/6.26-1 zijn er een heleboel schakelaarcombinaties ontwikkeld. In figuur 6/6.26-2 is bijvoorbeeld een enkelvoudige omschakelaar getekend, waarmee het mogelijk is twee analoge signalen S1 en S2 op commando van een digitaal signaal IN om beurt te verbinden met de analoge uitgang D. Als IN "L" is, wordt S2 doorverbonden met D. Wordt IN gestuurd door een "H", dan zal S1 doorverbonden worden met D.

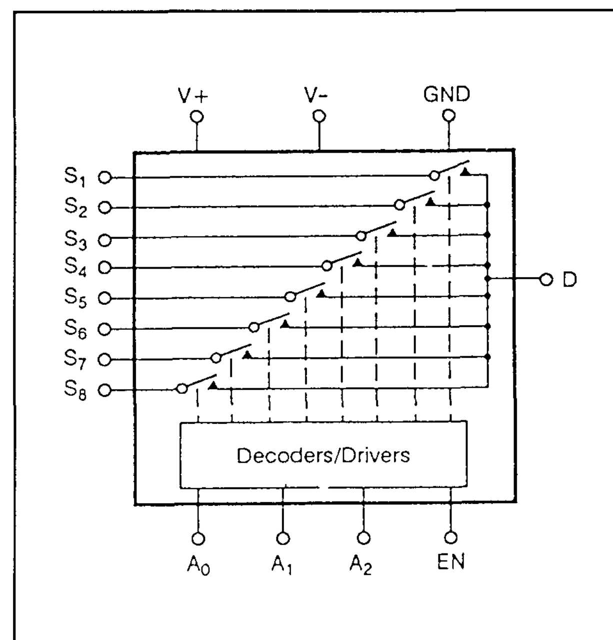


Figuur 6/6.26-2: Een enkelvoudige omschakelaar met twee analoge ingangen en één analoge uitgang.

Soms zijn de vier aansluitingen van de twee schakelaars volledig los uitgevoerd, zodat men het IC kan gebruiken om twee afzonderlijke analoge ingangen naar twee afzonderlijke analoge uitgangen te schakelen. Door echter de twee uitgangen met elkaar te verbinden ontstaat weer de omschakelaar van figuur 6/6.26-2.

Multiplexers

Een uitbreiding van het principe wordt aangetroffen in de analoge multiplexers. Met deze IC's, waarvan een typisch voorbeeld wordt voorgesteld in figuur 6/6.26-3, kan men de oude draaischakelaars met veel standen simuleren. In het getekende voorbeeld worden acht analoge ingangssignalen S1 tot en met S8 doorverbonden met één analoge uitgang D. Welke ingang met de uitgang wordt doorverbonden wordt bepaald door de binaire code die op de drie digitale stuuringangen A0, A1 en A2 wordt aangelegd. In de meeste gevallen hebben dergelijke schakelingen ook nog eens een enable-ingang EN, waarmee men de schakelaar kan openen. Wordt op de EN een "H" aangelegd, dan worden namelijk alle interne schakelaars geopend, zodat de uitgang D hoogohmig in de lucht zweeft.

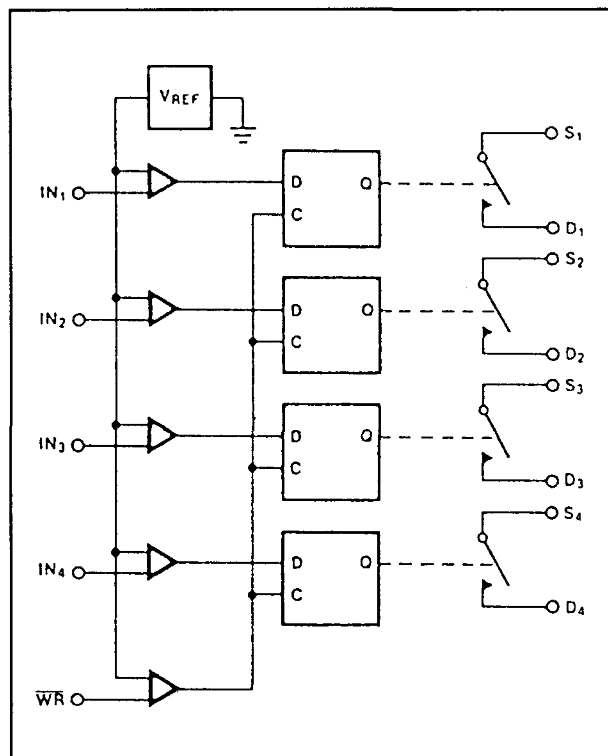


Figuur 6/6.26-3: Het principe van de analoge multiplexer.

Gelatchte schakelaars

Naast de besproken uitvoeringen, die rechtstreeks werken, zijn er schakelingen ontwikkeld met ingebouwde latch.

6.26 Schakelaar-IC's



Figuur 6/6.26-4: Een voorbeeld van een gelatcht schakelaar-IC.

In de rechtstreekse uitvoeringen moeten de digitale stuursignalen blijvend aanwezig zijn om een bepaalde schakelaarfunctie te vervullen. De gelatchte uitvoeringen hebben echter een digitaal geheugen aan boord, in de meeste gevallen een of meerdere flip-flop's, waardoor het mogelijk wordt de schakelaarfunctie te activeren door maar heel even een digitale stuurpuls aan te leggen. De interne flip-flop wordt geset of gereset en de gewenste verbinding tussen een van de analoge ingangen en de analoge uitgang blijft bestaan, ook nadat de digitale stuurpuls is weg gevallen. Uiteraard hebben dergelijke schakelaar-IC's een RESET, waarmee men de ingestelde functie weer kan deactiveren. Een typisch voorbeeld van een dergelijk gelatcht IC is getekend in figuur 6/6.26-4. Het IC bevat vier enkelvoudige losse schakelaars, die door middel van vier flip-flip's worden gestuurd uit vier digitale besturingssignalen. Via de $\overline{WR}$-ingang kan men de vier flip-flop's resetten.

Eigenschappen

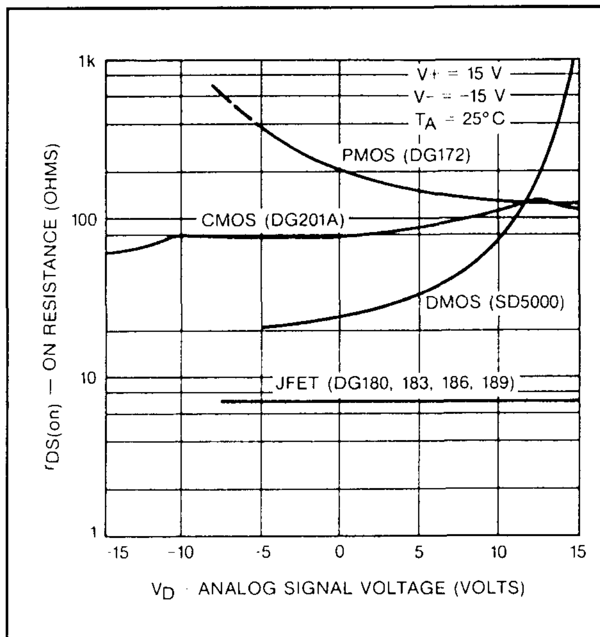
Technologie
Schakelaar-IC's worden in diverse technologieën uitgevoerd. De ouderwetse modellen zijn opgebouwd in CMOS-technologie, waarbij de eigenlijke schakelfunctie wordt gerealiseerd door een aantal NMOS- en PMOS-transistoren parallel te schakelen. Deze IC's hebben echter een gevaarlijke eigenschap, de zogenoemde "latch-up". Als de analoge ingangsspanning bij dergelijke IC's even groter of lager wordt dan een van de voedingsspanningen, dan zal de schakelaar ofwel in de geopende ofwel in de gesloten stand bevriezen. De enige methode om deze situatie op te lossen is het even onderbreken van de voedingsspanning. Bij CMOS-schakelingen moet men dus voorzieningen treffen om te vermijden dat de analoge spanningen groter of kleiner kunnen worden dan de voedingsspanningen.
Moderne schakelaar-IC's maken gebruik van de JFET-technologie, waarbij het verschijnsel van de latch-up niet kan optreden. Bovendien zijn dergelijke schakelingen minder gevoelig voor te hoge ingangsspanningen.
Nieuwe ontwikkelingen zijn de zogenoemde "POLYMOS"-en "METALGATE"-technologieën. Dergelijke IC's hebben superieure eigenschappen, waaronder zeer korte schakeltijden.

De AAN-weerstand
Een van de belangrijkste eigenschappen van een schakelaar-IC is de AAN-

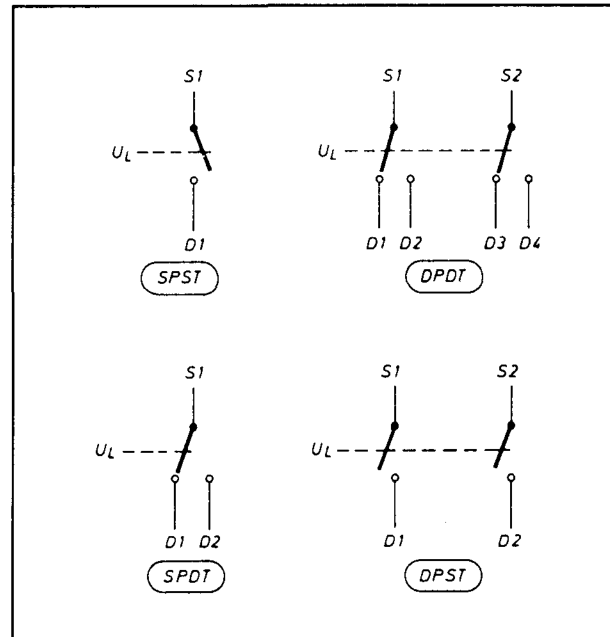
6.26 Schakelaar-IC's

weerstand. In theorie zou deze weerstand 0 Ω moeten zijn, maar het zal duidelijk zijn dat deze situatie alleen benaderd kan worden. Hoe lager echter deze weerstand, hoe meer het IC de ideale mechanische schakelaar benadert. De AAN-weerstand is van een heleboel factoren afhankelijk. Zo speelt de gebruikte technologie een belangrijke rol, maar ook de grootte van de analoge ingangsspanning en de temperatuur. Ter indicatie wordt in figuur 6/6.26-5 een grafiekje gegeven, waarbij het verloop van de AAN-weerstand voor diverse technologieën en ingangsspanningen wordt getekend.

"NO" staat voor "normally open". Dat betekent dat de schakelaar in rust, dus met digitaal stuursignaal "L", geopend is en sluit als met de stuurspanning "H" maakt. "NC" staat dan uiteraard voor "normally closed", waarmee wordt aangegeven dat het contact gesloten is bij een lage stuurspanning. De afkortingen "SPST", "DPDT", "SPDT" en "DPST" staan voor configuraties. Dat zijn de afkortingen van "Single Pole Single Trow", "Dual Pole Dual Trow", "Single Pole Dual Trow" en "Dual Pole Single Trow". De betekenis van deze configuraties kan samengevat worden met figuur 6/6.26-6. Verder kommentaar is overbodig!



Figuur 6/6.26-5: Het verloop van de AAN-weerstand bij diverse technologieën en analoge ingangsspanningen.



Figuur 6/6.26-6: De vier basisconfiguraties van schakelaar-IC's worden aangeduid door de codes "SPST", "DPDT", "SPDT" en "DPST".

Configuraties

Bij de specificaties van schakelaar-IC's zal men steeds de afkortingen "NO", "NC", en kreten als "SPST" of "DPST" aantreffen. Wat betekenen deze afkortingen?

Lekstromen

In de ideale situatie zou de schakelaar in open toestand een oneindig hoge weerstand moeten hebben. In de praktijk is dat

natuurlijk niet het geval, zodat er door de geopende schakelaar een lekstroom van de in- naar de uitgang vloeit. Hoewel deze stromen zeer laag zijn, kunnen zij bij sommige toepassingen toch vervelend zijn. Bij de meeste schakelaars liggen deze lekstromen in het nA-bereik, hoewel bij verhoogde temperatuur waarden tot 200 nA kunnen voorkomen. Om geen last van deze stromen te hebben wordt aanbevolen zowel de analoge in- als de uitgangen niet extreem hoogohmig af te sluiten. De zeer lage lekstromen kunnen over de hoogohmige belasting namelijk toch niet te verwaarlozen spanningen opbouwen, waarvan er van een goede AAN/UIT-werking natuurlijk niet veel overblijft!

Schakeltijden

Er verloopt een bepaalde tijd tussen het omschakelen van het digitaal stuursignaal en het omschakelen van de schakelaar. Deze tijden noemt men de schakeltijden van het IC. CMOS-schakelaars hebben vrij lange schakeltijden, in het µs bereik. De moderne uitvoeringen schakelen heel wat sneller, tijden van 100 ns zijn geen uitzonderingen. Voor de meeste toepassingen in de hobby-sfeer heeft men van deze tijden echter geen last.

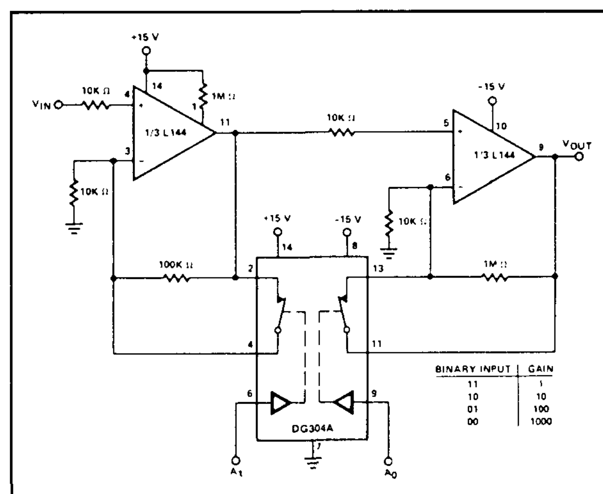
Geen stromen!

Het zal voor iedereen met enige feeling voor elektronica wel zonder meer duidelijk zijn, maar het wordt hier toch nog voor de zekerheid vermeld. Schakelaar-IC's kunnen ***geen stromen*** schakelen! De maximale stromen die de analoge schakelaars kunnen verwerken liggen in het mA-bereik. De analoge uitgangen van de IC's moeten dus steeds afgesloten worden met weerstanden in het 100 kΩ bereik om de maximale schakelaarstromen niet te overschrijden.

Voorbeelden

Inleiding

Schakelaar-IC's hebben een heleboel praktische toepassingen. Men kan er de versterking van een operationele versterker mee instellen, geluidssignalen schakelen, ADC's en DAC's opbouwen, filters met instelbare karakteristieken bouwen, etc. In de volgende paragraafjes worden enige toepassingsvoorbeelden besproken.

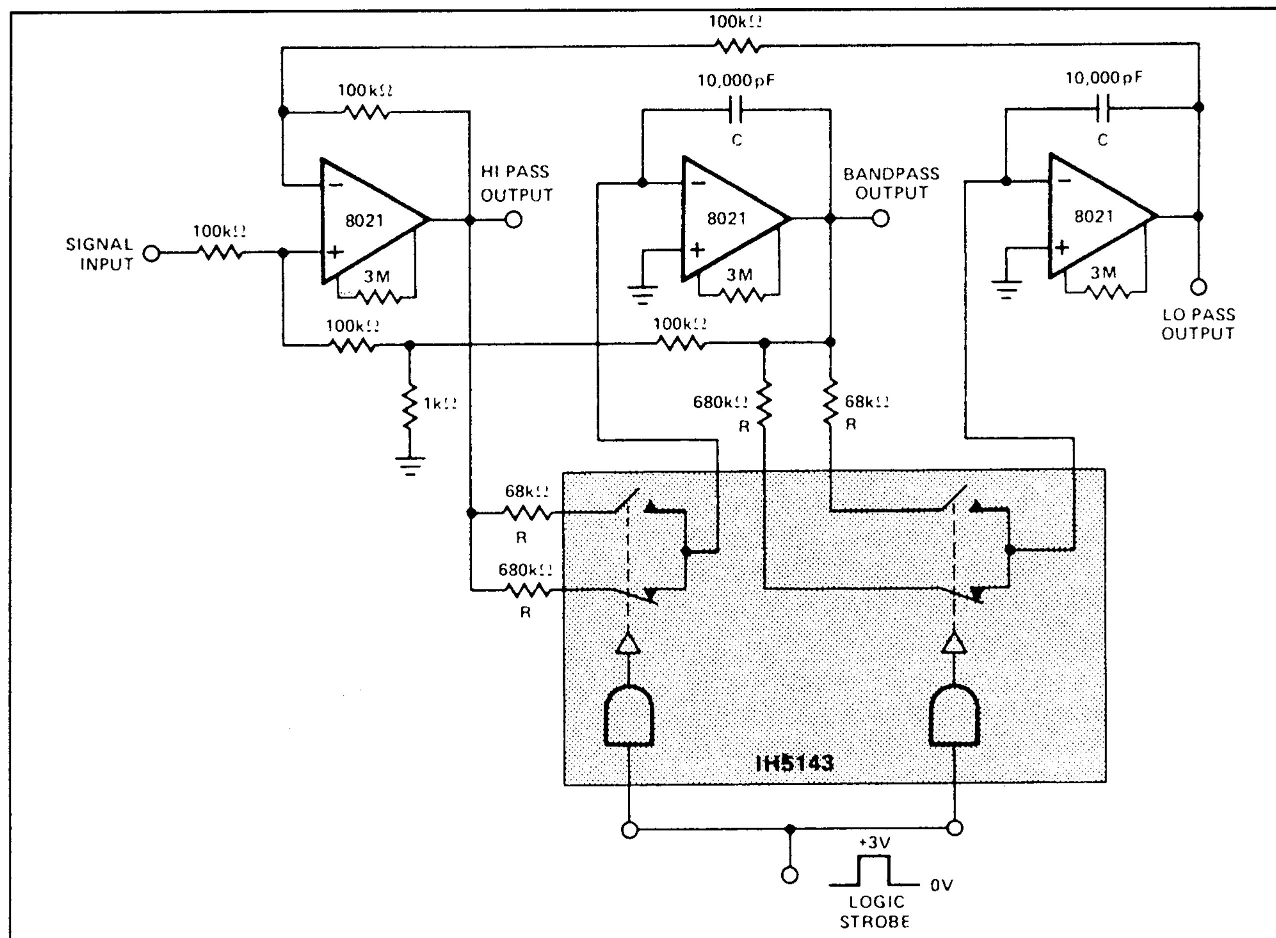


Figuur 6/6.26-7: Het schema van een spanningsversterker met digitaal instelbare versterkingsfactor.

Instelbare versterker

In figuur 6/6.26-7 is een schakeling getekend, waarmee het mogelijk is de versterking van een tweetraps versterker digitaal in te stellen op 1, 10, 100 of 1.000. De schakeling bestaat uit twee in serie geschakelde operationele versterkers, die ieder een instelbare versterking hebben. De versterkingsfactor wordt bepaald door de waarde van de terugkoppelweerstanden tussen de uitgang en de inverterende ingang.

6.26 Schakelaar-IC's



Figuur 6/6.26-8: Een actief filter met instelbare afsnijfrequenties.

Door deze weerstanden te overbruggen door schakelaar-IC's kan men op een heel eenvoudige manier de versterking regelen. In de getekende stand zijn beide terugkoppelweerstanden overbrugd door de schakelaars. Beide op-amp's werken als buffer met een spanningsversterking van 1. Door of een van de schakelaars te openen of allebei ontstaan de versterkingsfactoren van 10, 100 of 1.000.

Instelbaar filter

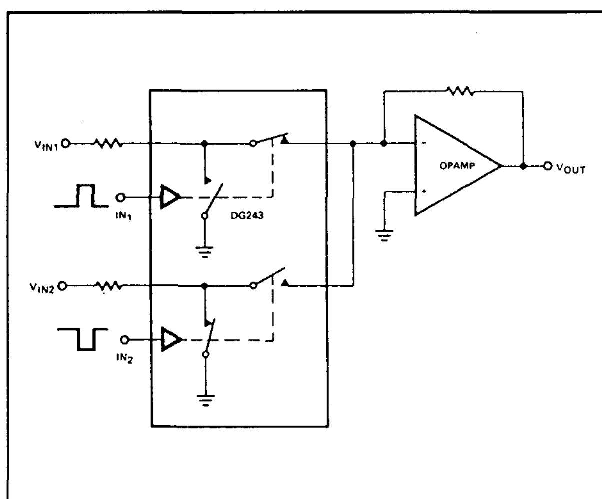
Op dezelfde eenvoudige manier kan men de frequentiekarakteristieken van een actief filter instellen. In figuur 6/6.26-8 is een actief filter getekend, met drie uitgangen: banddoorlaat, laagdoorlaat en hoogdoorlaat. Met behulp van een schakelaar-IC kan men de afsnijfrequenties instellen op 235 Hz of 23,5 Hz. Ook nu wordt gewerkt met het beïnvloeden van de terugkoppeling van de operationele versterkers.

Omschakelbare versterker

In figuur 6/6.26-9 is het schema getekend van een versterker met twee ingangen. Let op de speciale manier waarop de vier schakelaars van het schakelaar-IC in het schema zijn verweven. Twee schakelaars schakelen de twee ingangen via serieweerstanden naar de ingang van de operationele versterker, de twee overige schakelaars sluiten de niet gebruikte ingang kort naar

6.26 Schakelaar-IC's

de massa. Op deze manier heeft men absoluut geen last van de lekstromen, die worden immers afgeleid naar de massa. Het niet ingeschakelde ingangssignaal kan nu dus niet doordringen naar de ingang van de op-amp, maar wordt via de massa-schakelaar keurig afgeleid naar de massa.

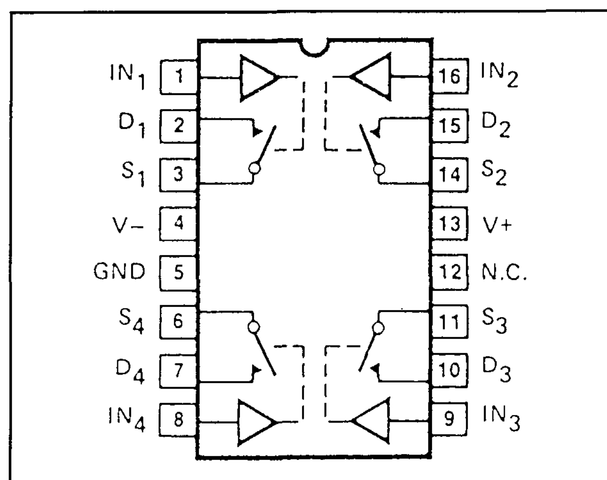


Figuur 6/6.26-9: Een versterker met omschakelbare ingangen.

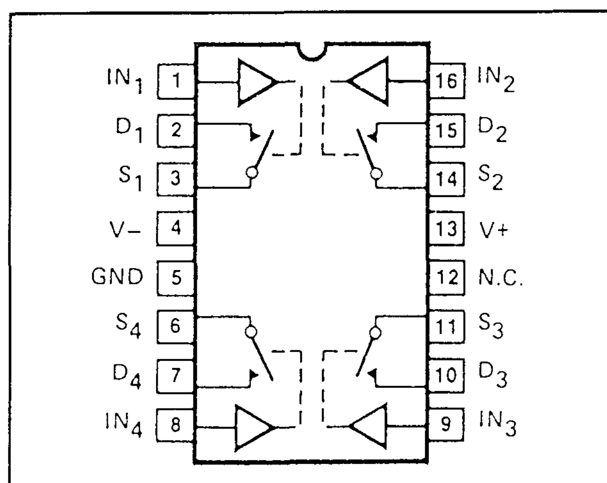
Type-beschrijving

Op de volgende pagina's worden de interne blokschema's en de aansluitgegevens van enige honderden schakelaar-IC's gegeven. De schakelaarfuncties worden toegelicht aan de hand van coderingen zoals "2 x (1 → 1)". Dit wil zeggen dat het IC twee afzonderlijke schakelaars bevat, die ieder één ingang en één uitgang hebben. Let er op dat, in afwijking van wat gebruikelijk is, IC's met dezelfde cijfercode maar verschillende lettercode, niet altijd identiek zijn! Een DGxxx kan bijvoorbeeld een heel ander IC zijn dan een HIxxx of een IH-xxx! Bovendien worden sommige typen geleverd in twee of meerdere uitvoeringen, waarvan de aansluitcoderingen verschillend zijn.

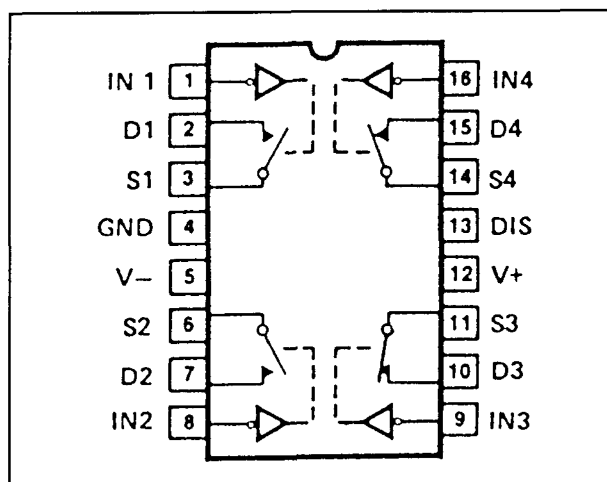
6.26 Schakelaar-IC's



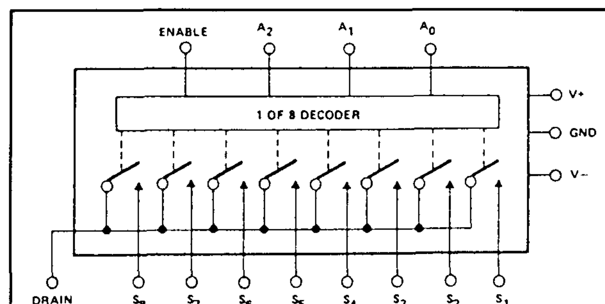
SW-01 4 x (1 → 1)

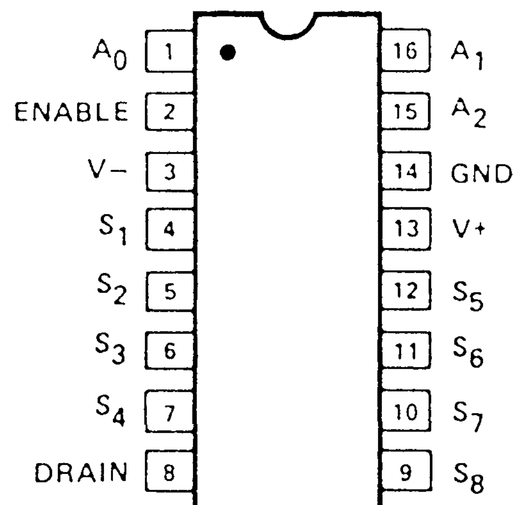


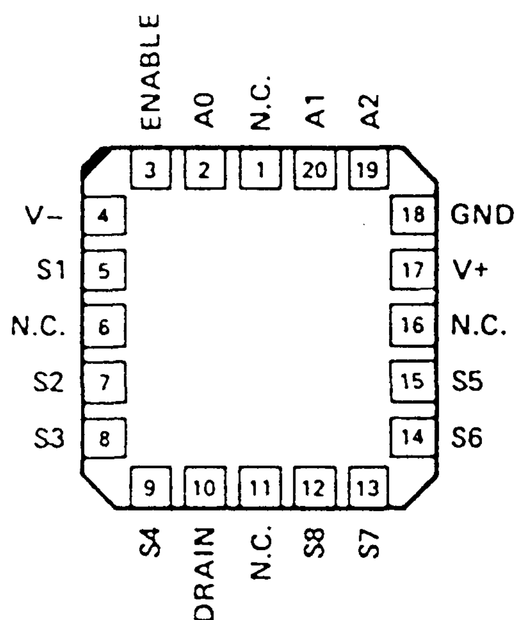
SW-02 4 x (1 → 1)



SW-06 4 x (1 → 1)

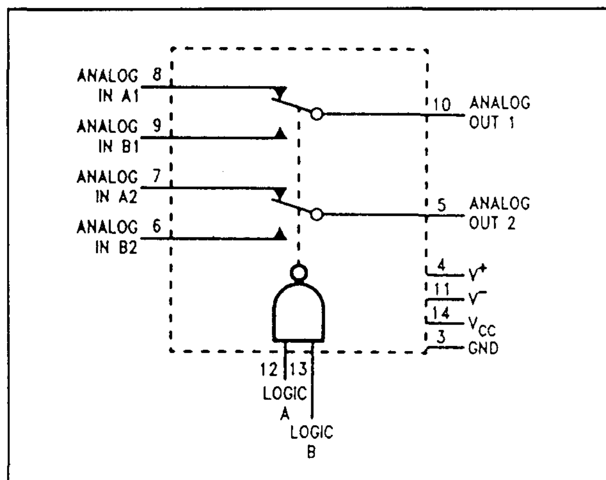




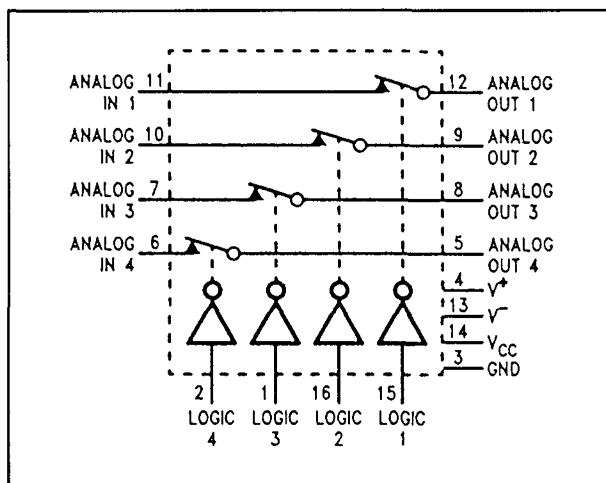


MUX-08 1 x (8 → 1)

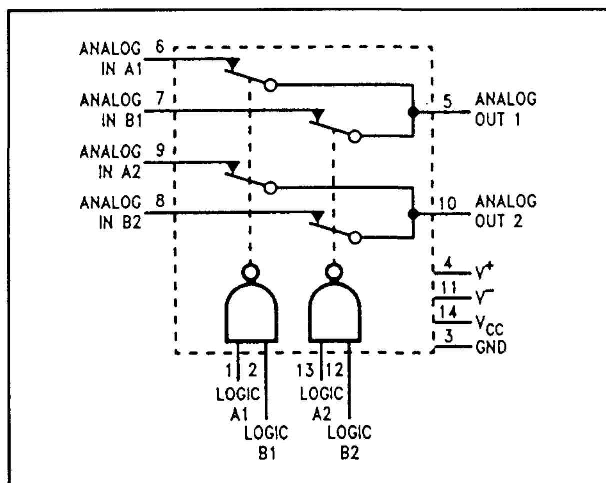
6.26 Schakelaar-IC's



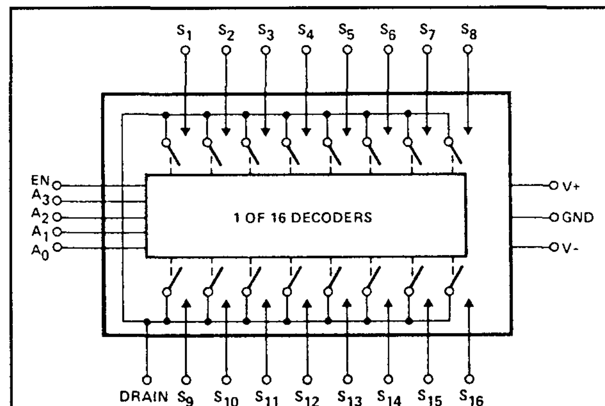
AH 0014 2 x (2 → 1)

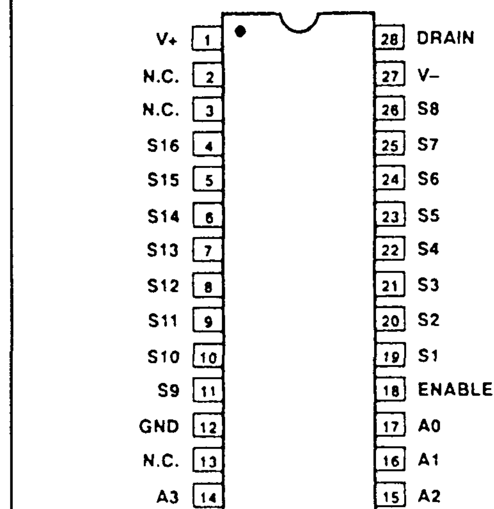


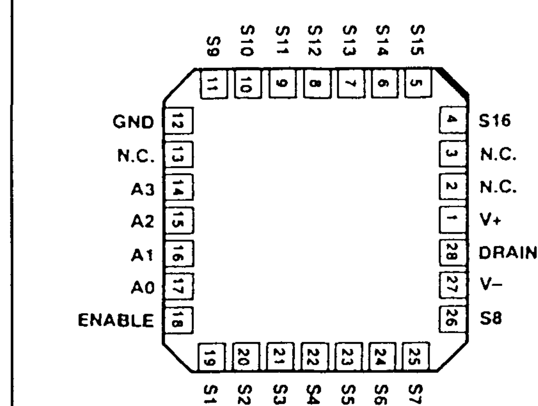
AH 0015 4 x (1 → 1)



AH 0019 2 x (2 → 1)

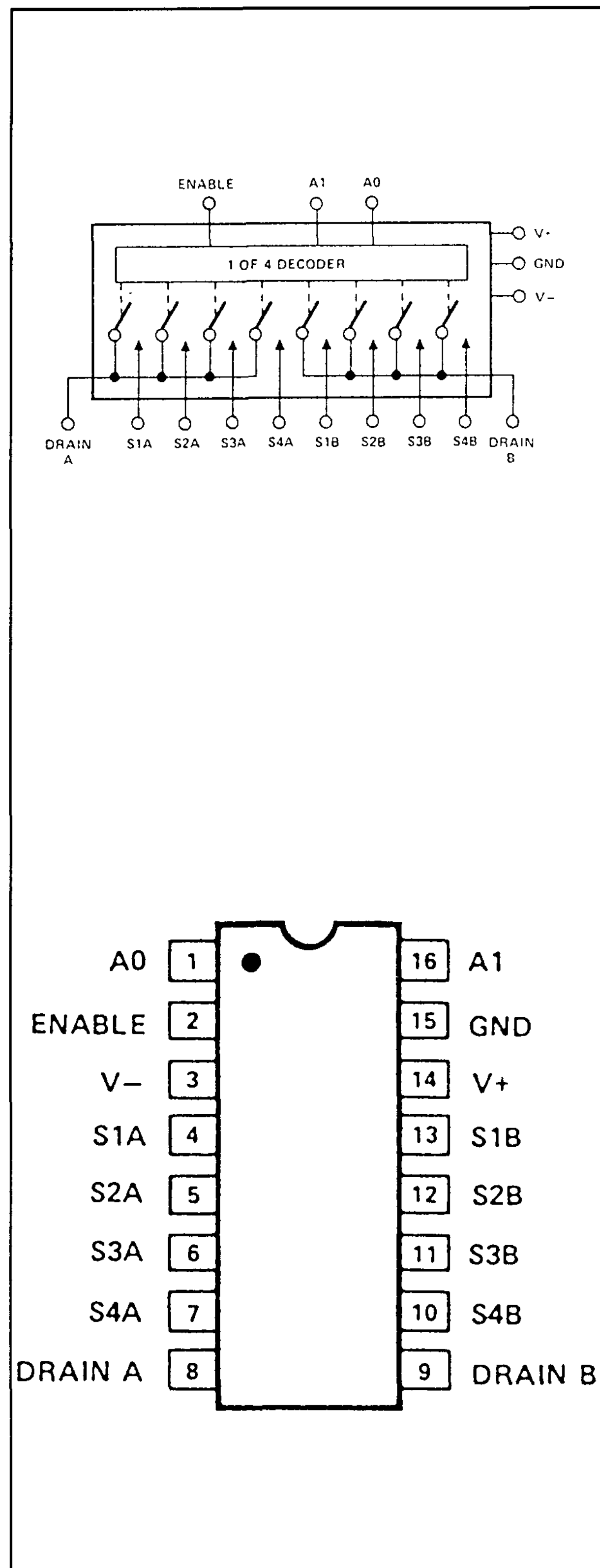




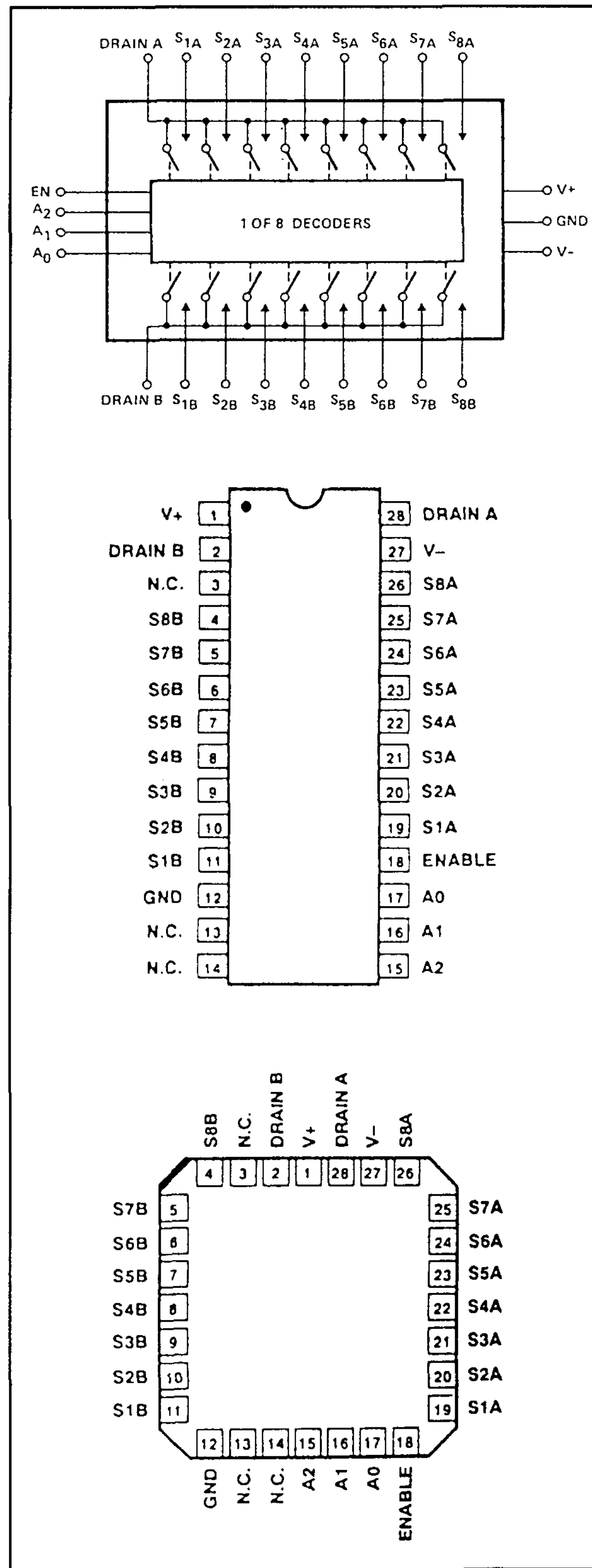


MUX-16 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

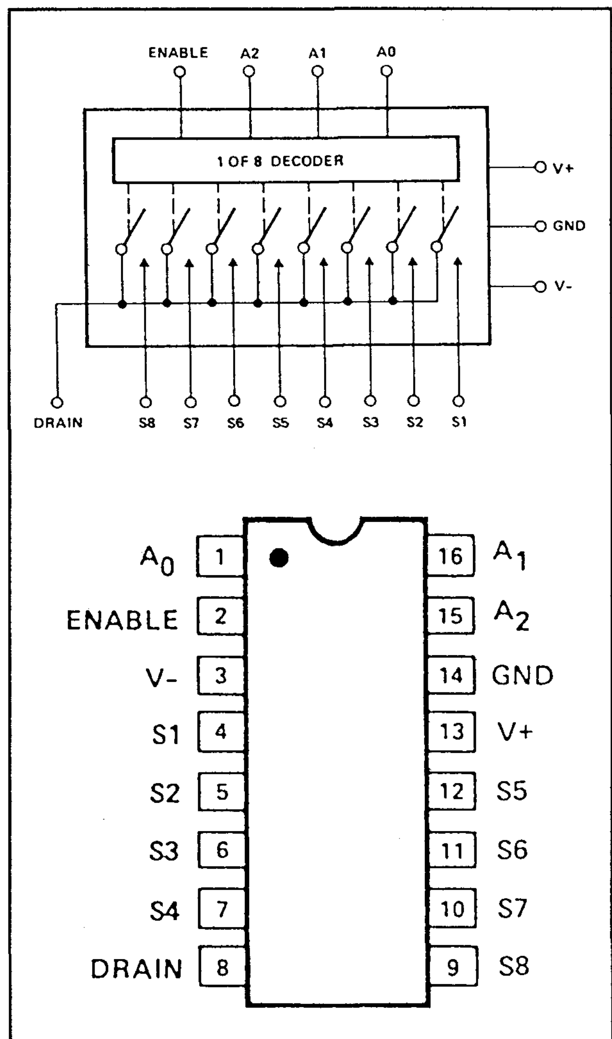


MUX-24 2 x (4 → 1)

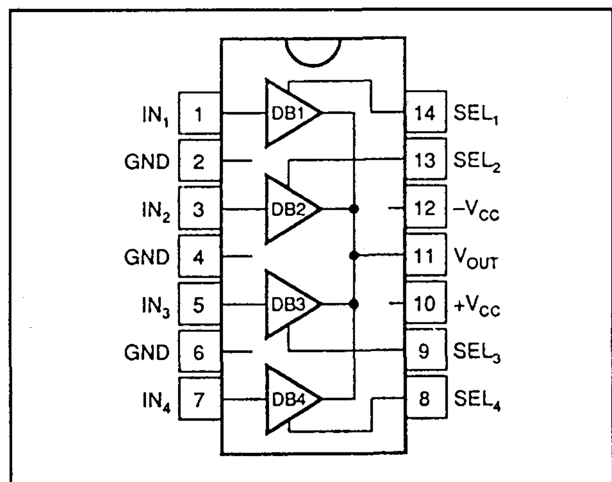


MUX-28 2 x (8 → 1)

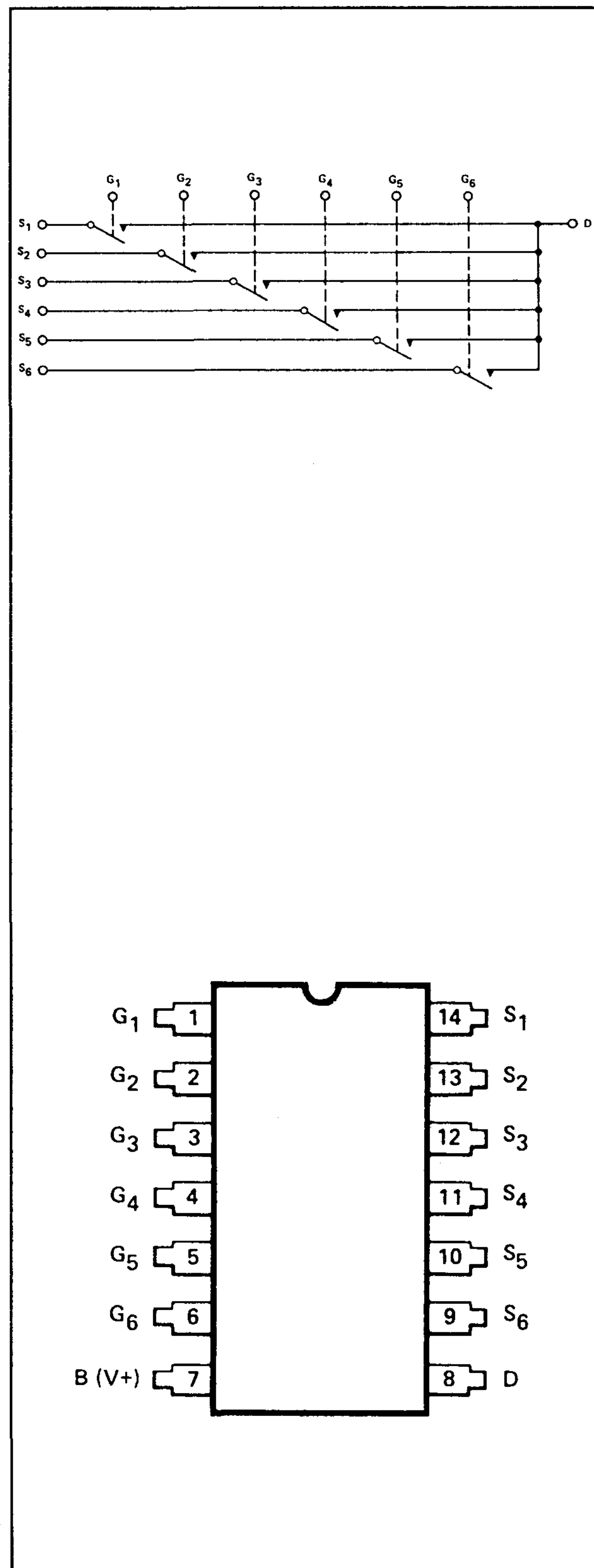
6.26 Schakelaar-IC's



MUX-88 1 x (8 → 1)

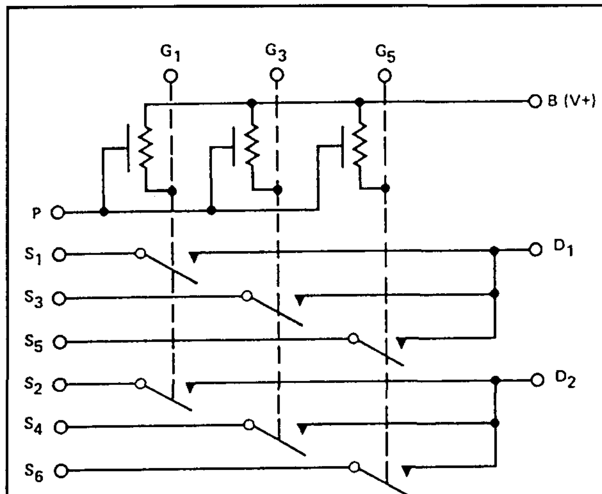


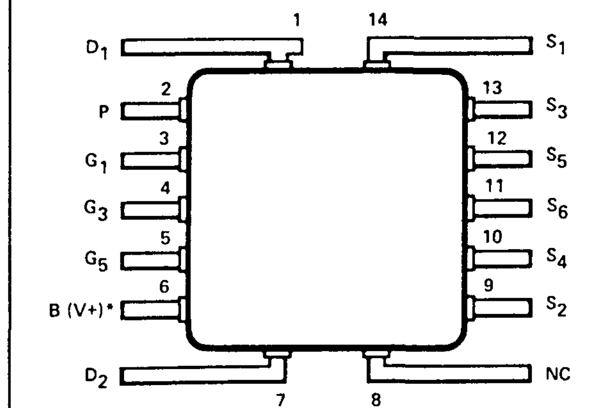
MPC 100 4 x (4 → 1)



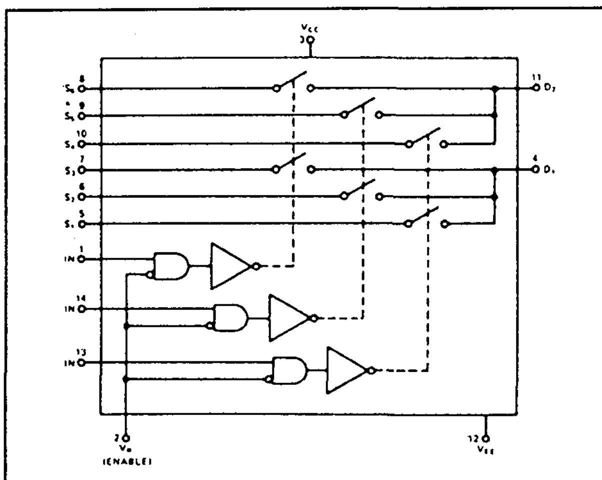
G 118 1 x (6 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

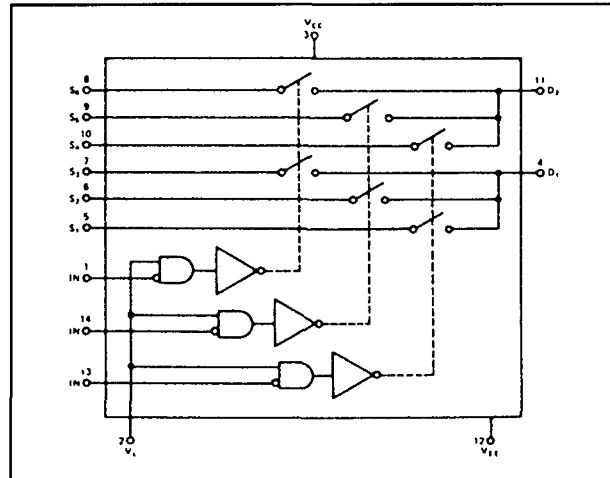




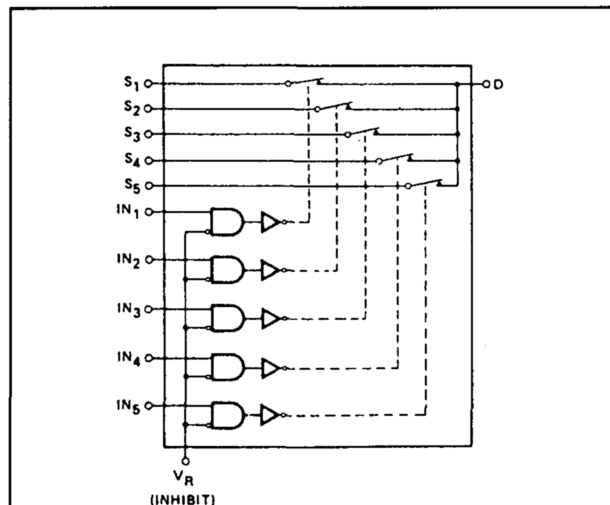
G 119 3 x (3 → 1)

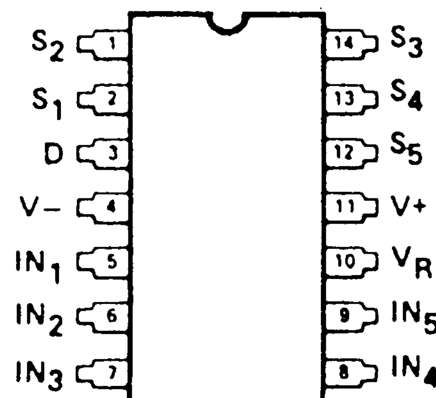


DG 120 2 x (3 → 1)



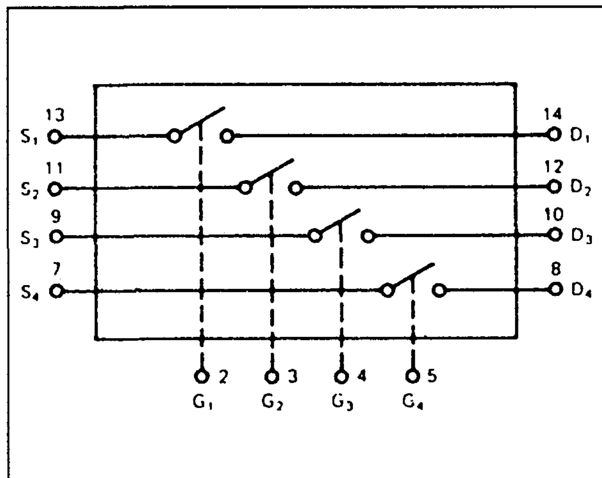
DG 121 2 x (3 → 1)



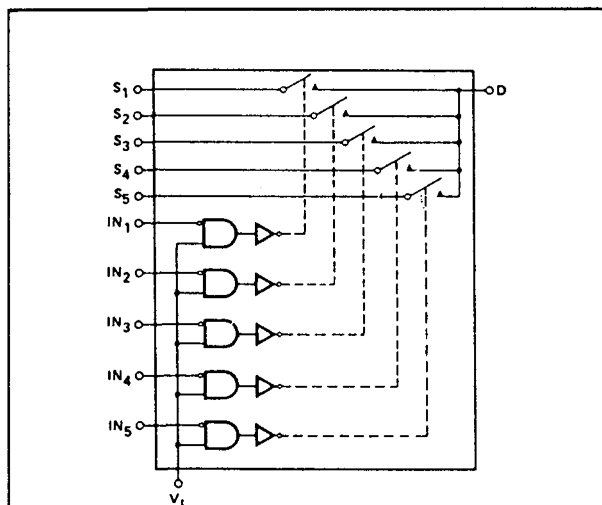


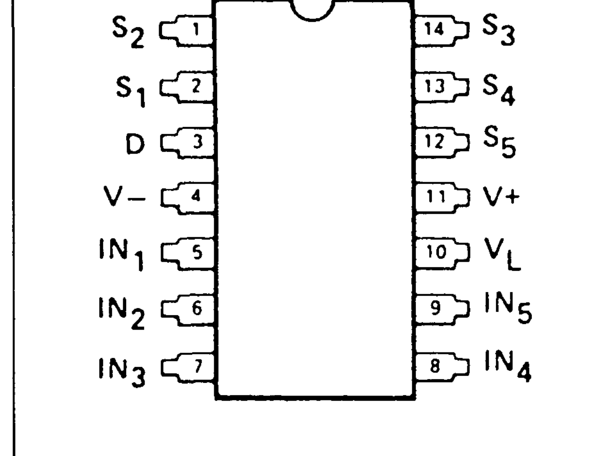
DG 123 1 x (5 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

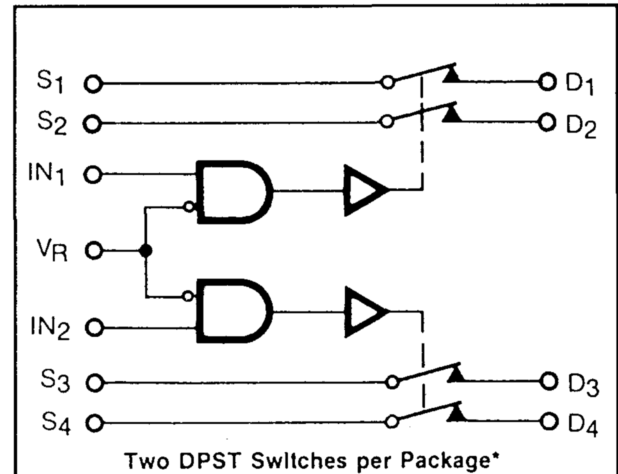


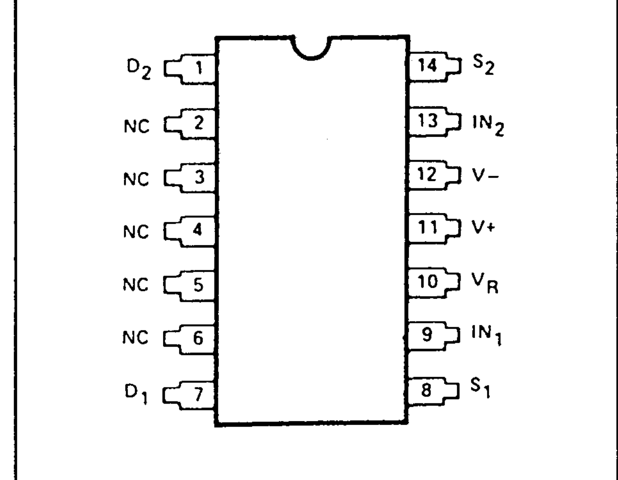
G 125 4 x (4 → 4)



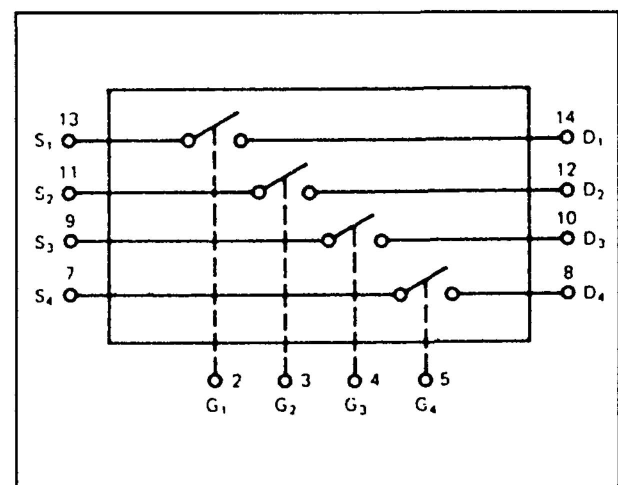


DG 125 1 x (5 → 1)



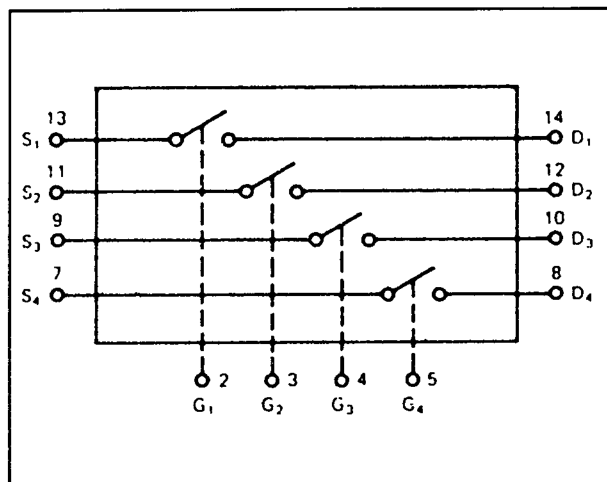


DG 126 2 x (2 → 2)

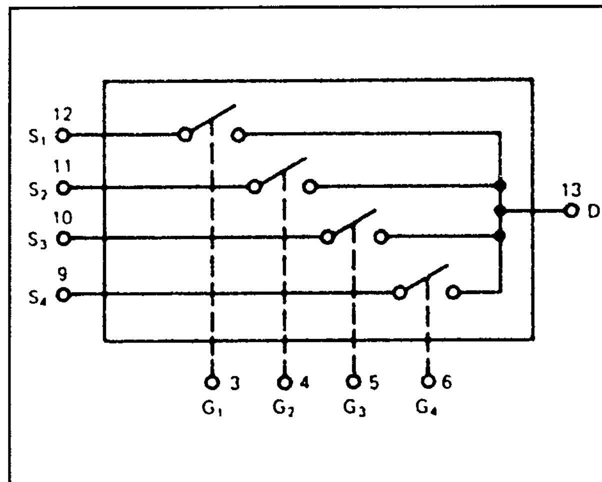


G 127 4 x (1 → 1)

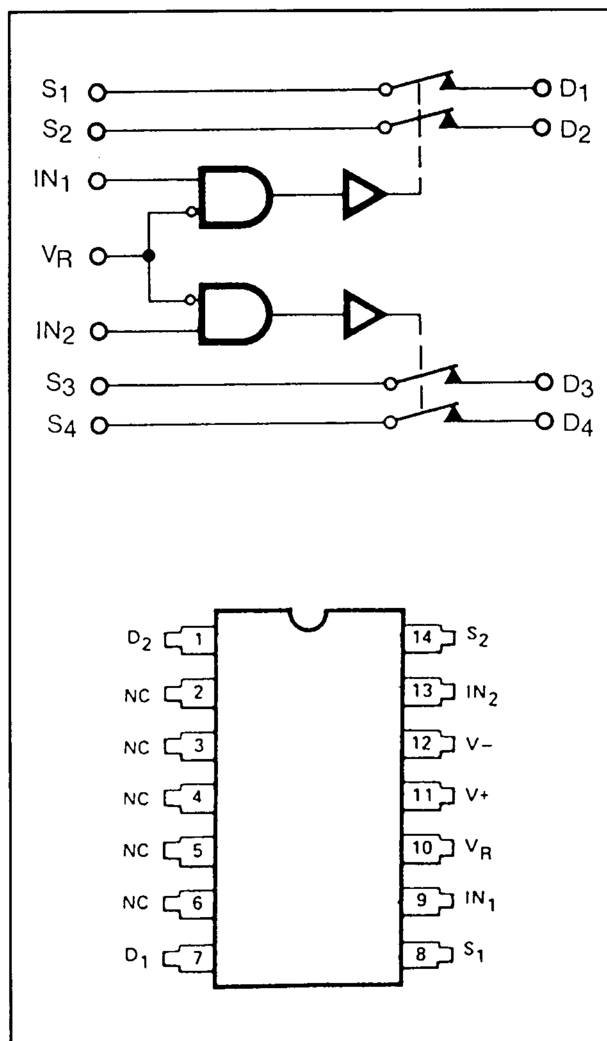
6.26 Schakelaar-IC's



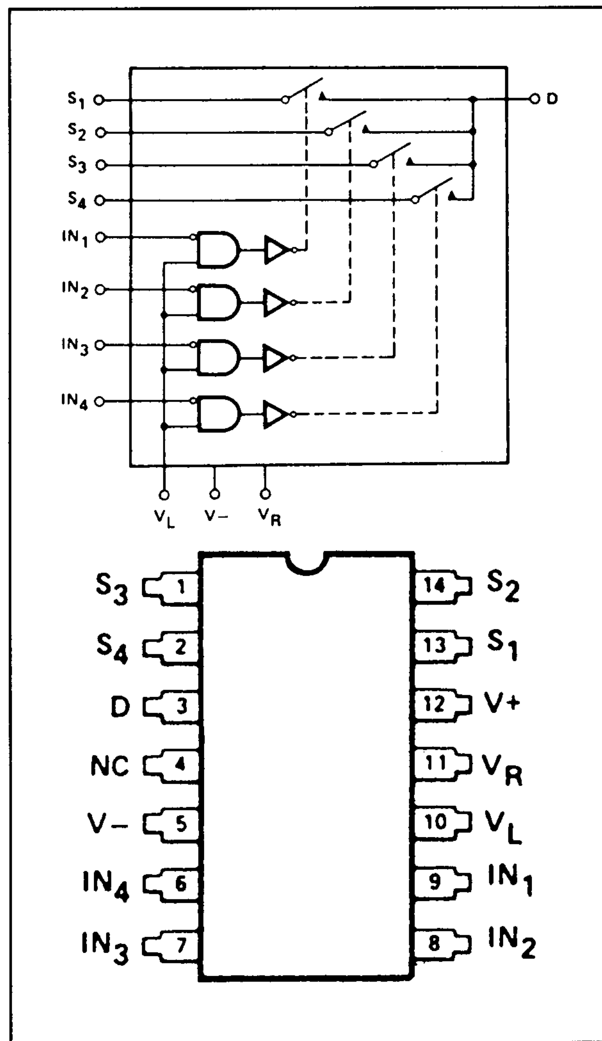
G 128 4 x (1 → 1)



G 129 1 x (4 → 1)

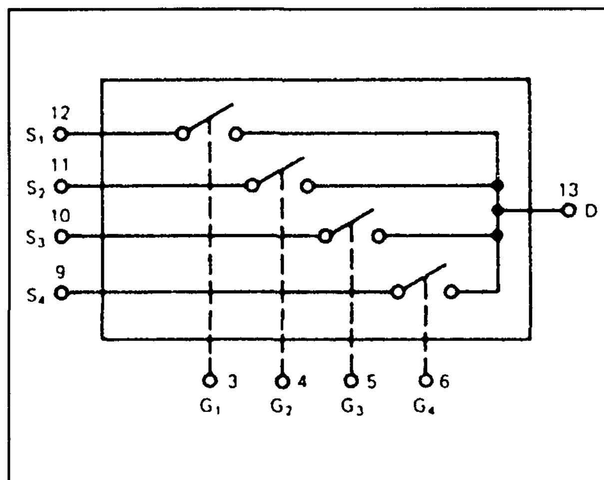


DG 129 2 x (2 → 2)

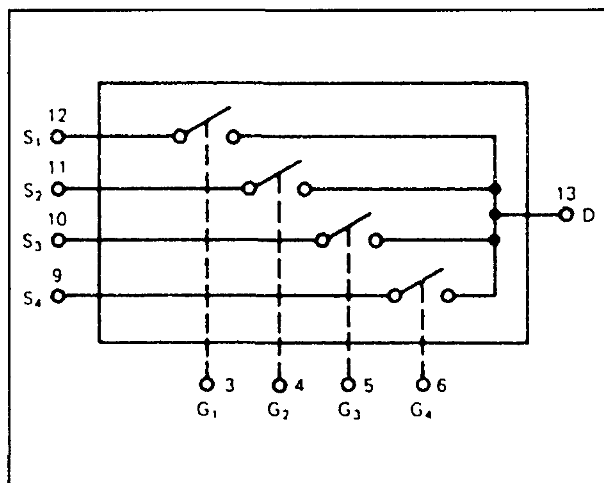


DG 172 1 x (4 → 1)

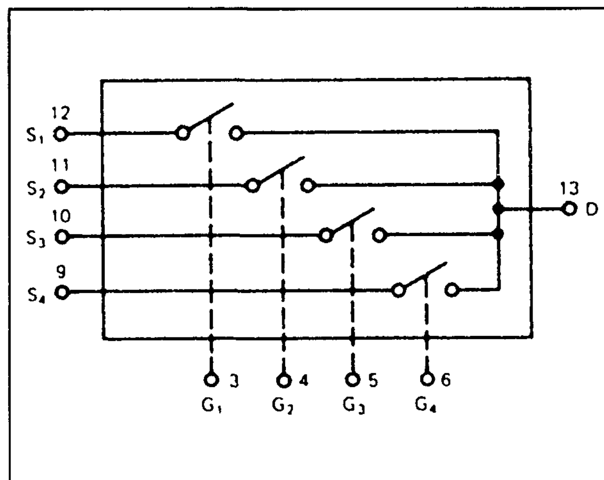
6.26 Schakelaar-IC's



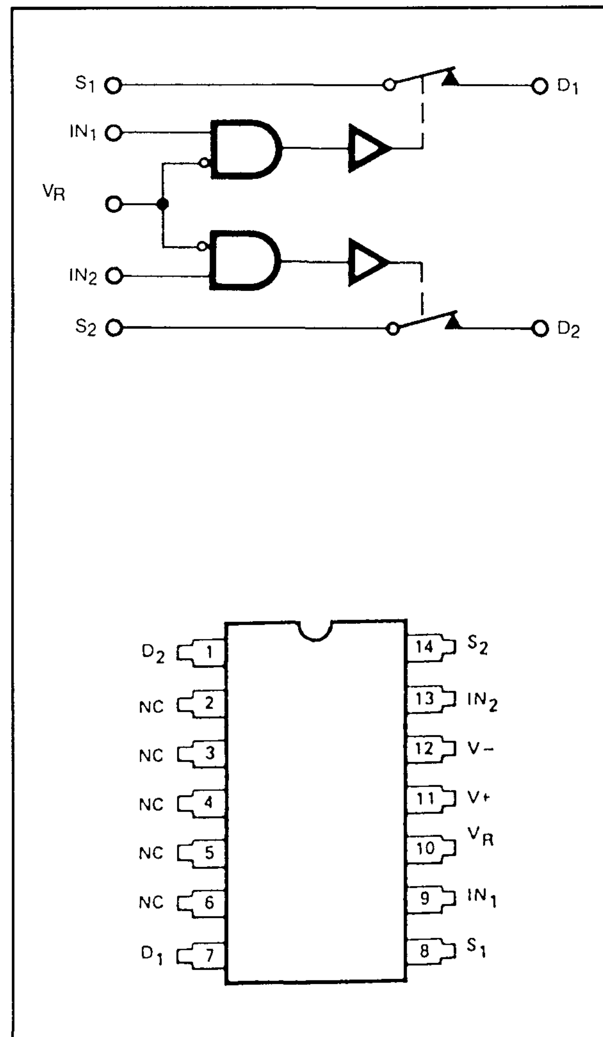
G 130 1 x (4 → 1)

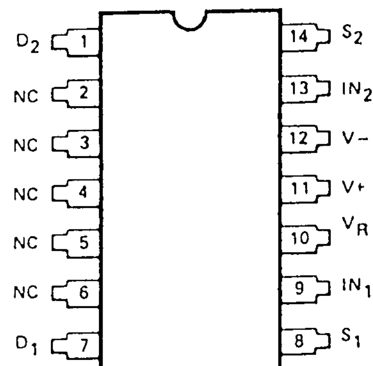


G 131 1 x (4 → 1)



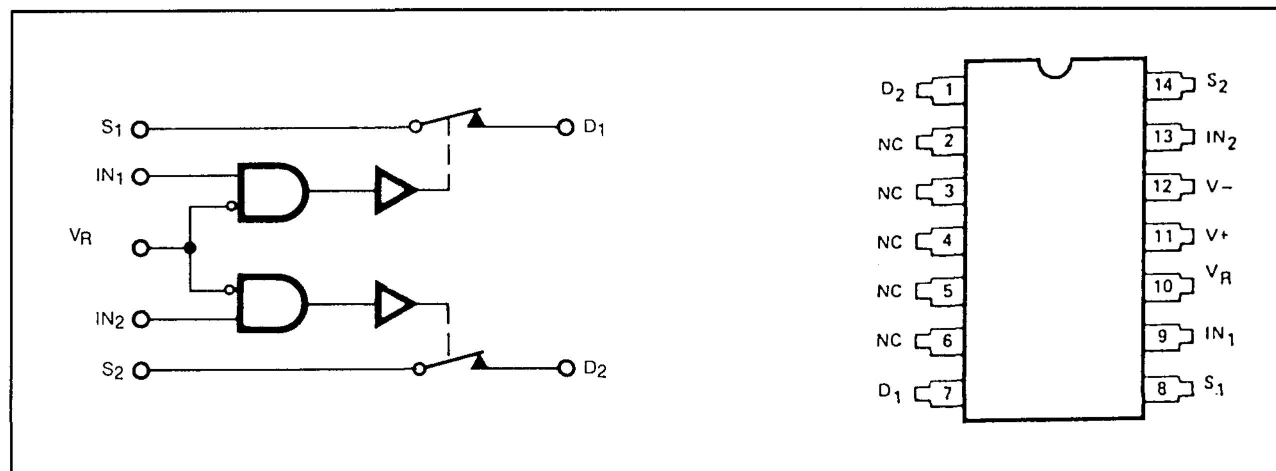
G 132 1 x (4 → 1)



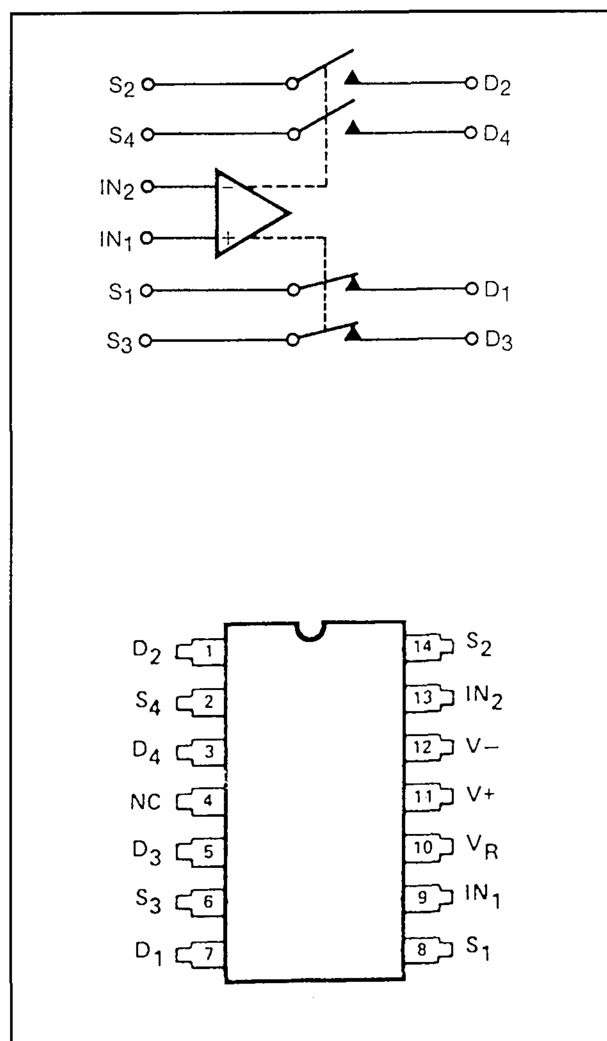


DG 133 2 x (1 → 1)

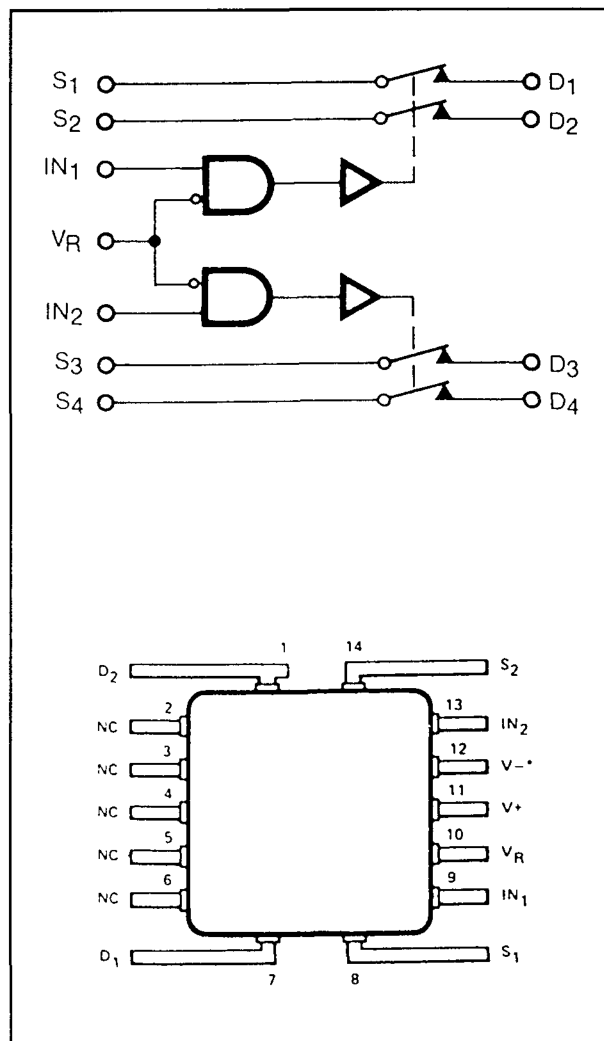
6.26 Schakelaar-IC's



DG 134 2 x (1 → 1)

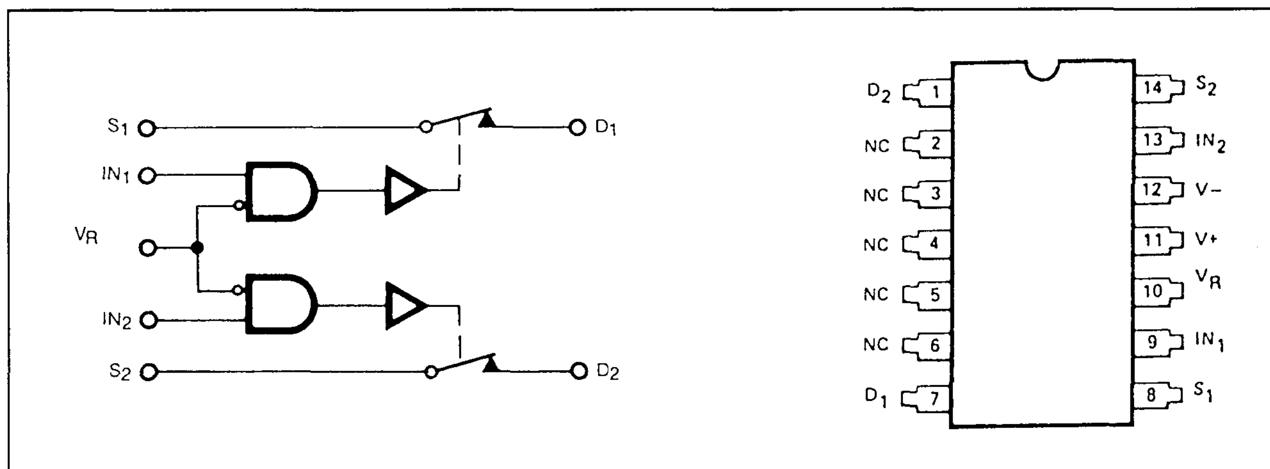


DG 139 2 x (2 → 2)

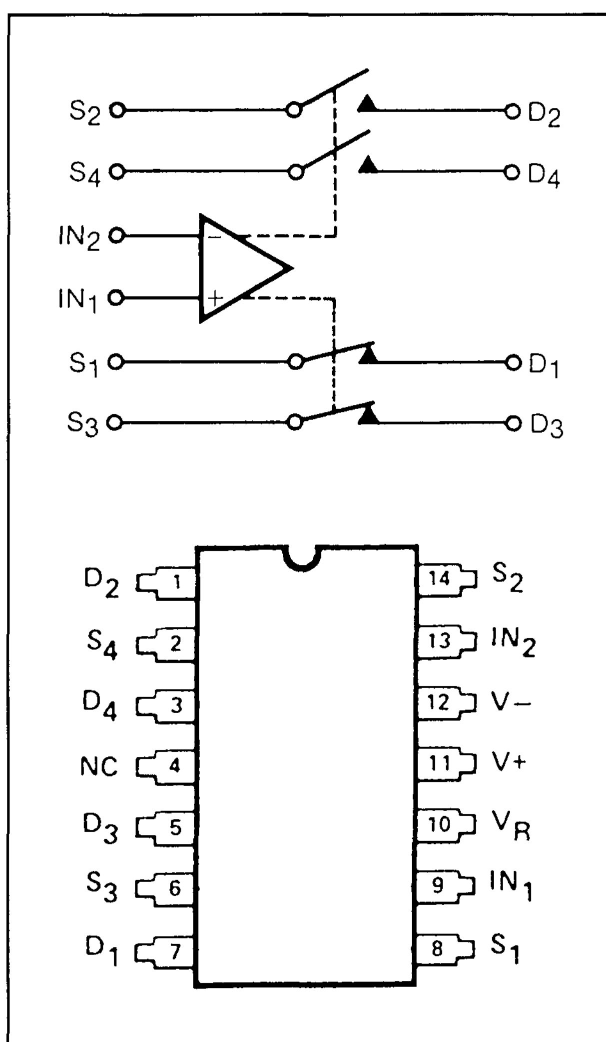


DG 140 2 x (2 → 2)

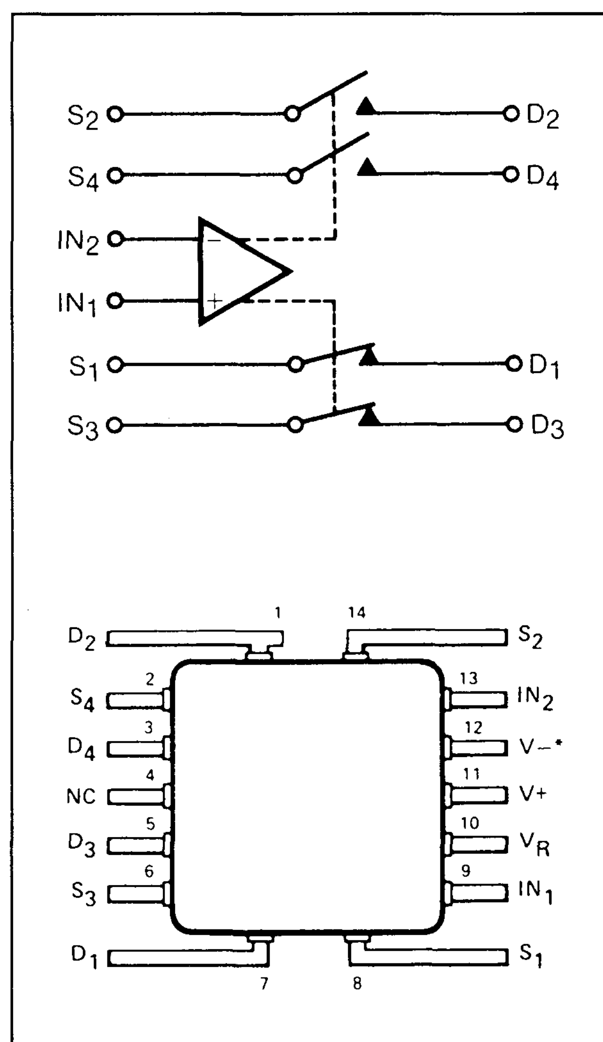
6.26 Schakelaar-IC's



DG 141 2 x (1 → 1)

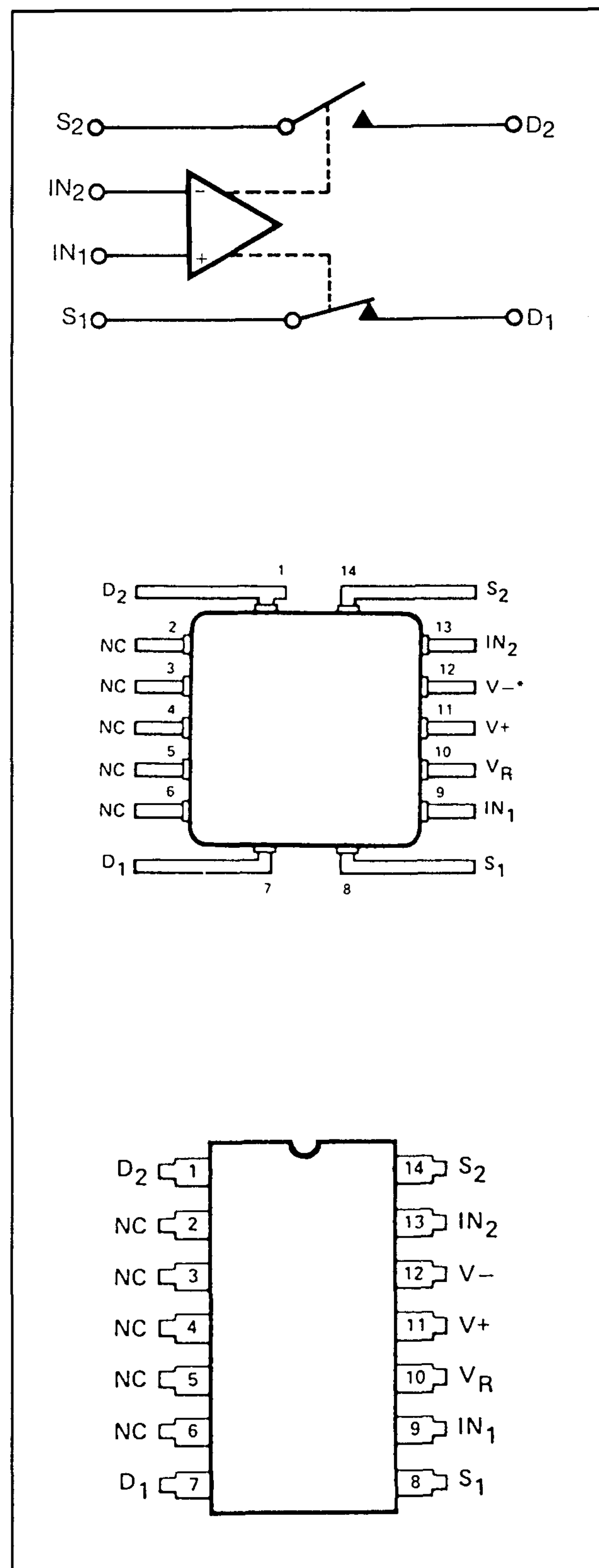


DG 142 2 x (2 → 2)

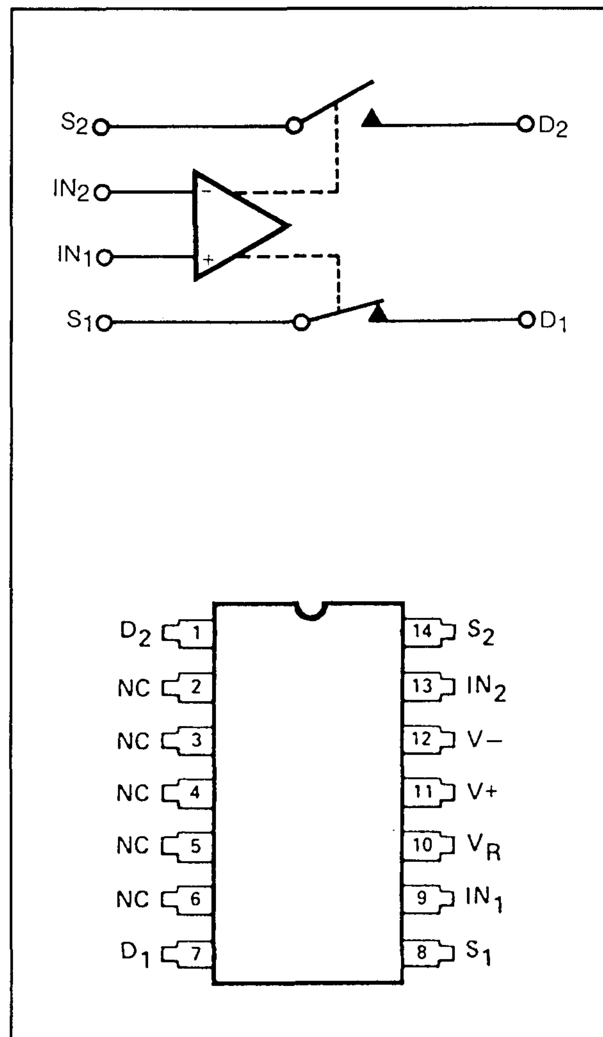


DG 145 2 x (2 → 2)

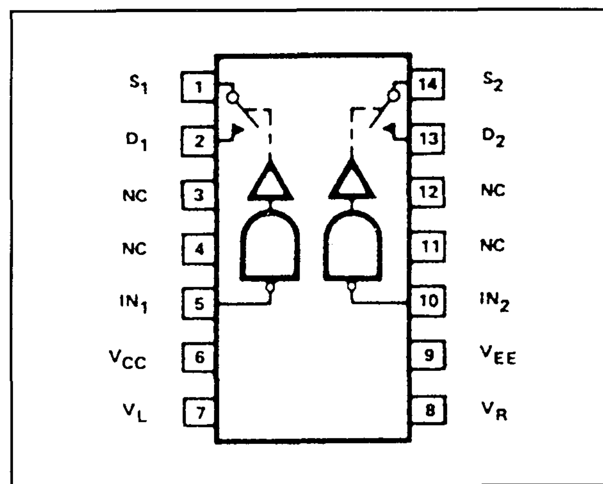
6.26 Schakelaar-IC's



DG 143 2 x (1 → 1)

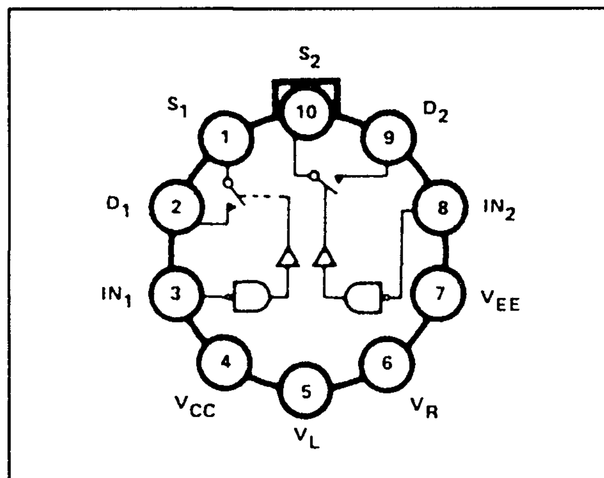


DG 146 2 x (1 → 1)

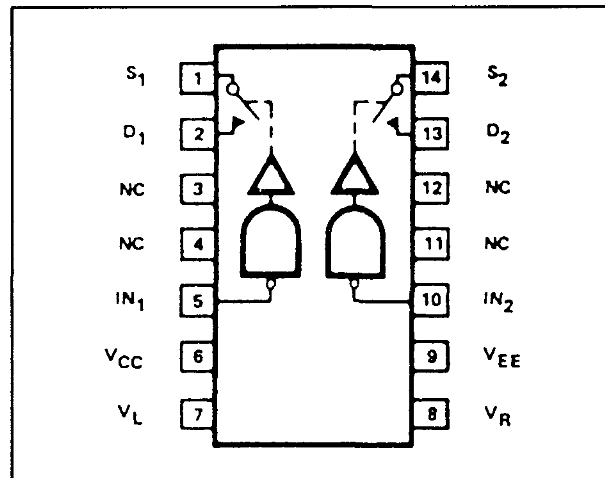


DG 180 2 x (1 → 1)

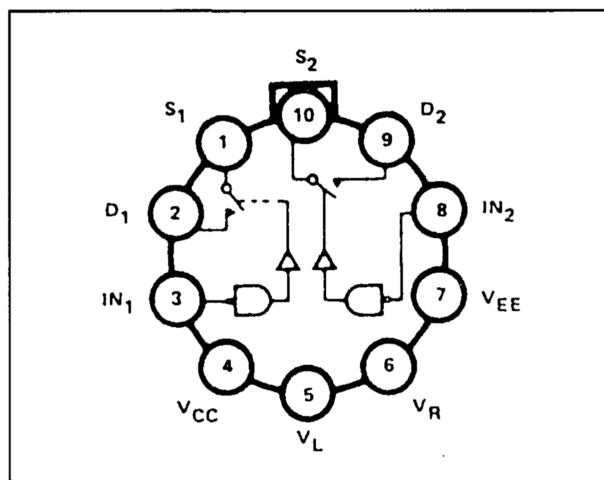
6.26 Schakelaar-IC's



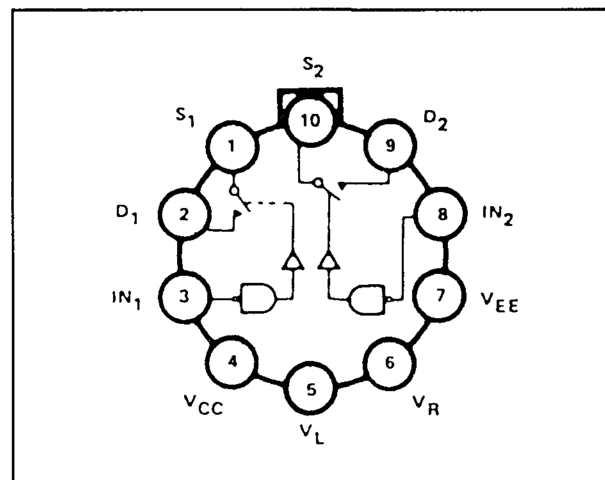
DG 180 2 x (1 → 1)



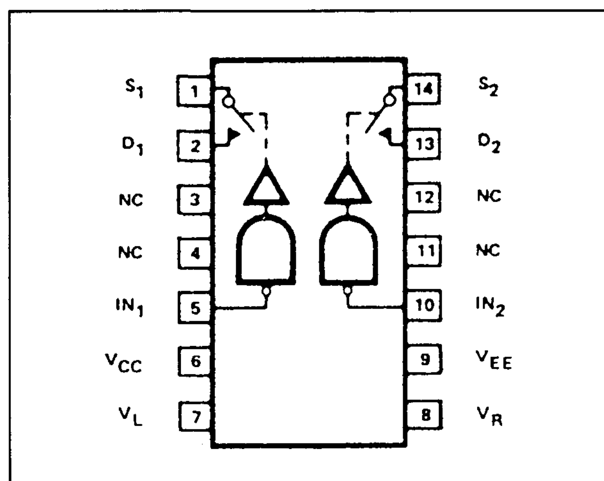
IH 181 2 x (1 → 1)



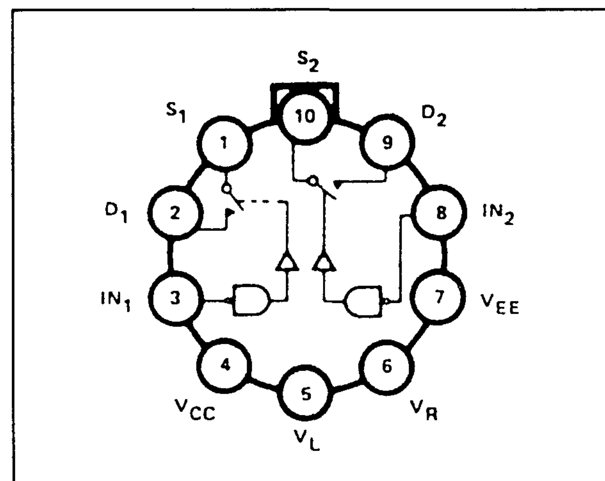
DG 181 2 x (1 → 1)



IH 181 2 x (1 → 1)

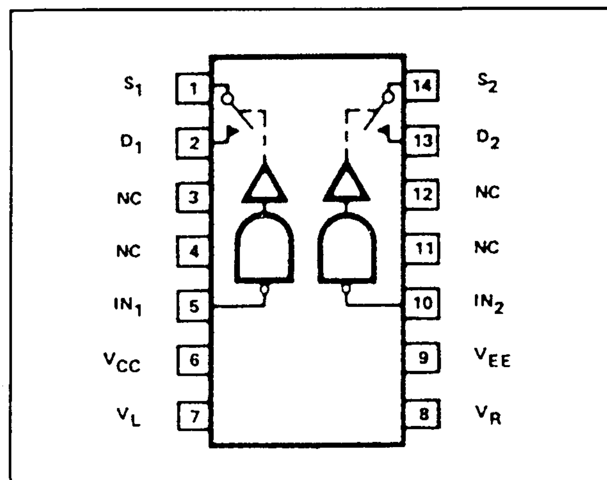


DG 181 2 x (1 → 1)

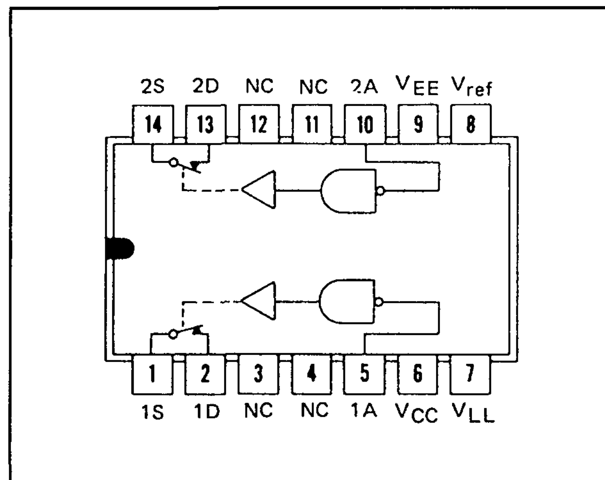


DG 182 2 x (1 → 1)

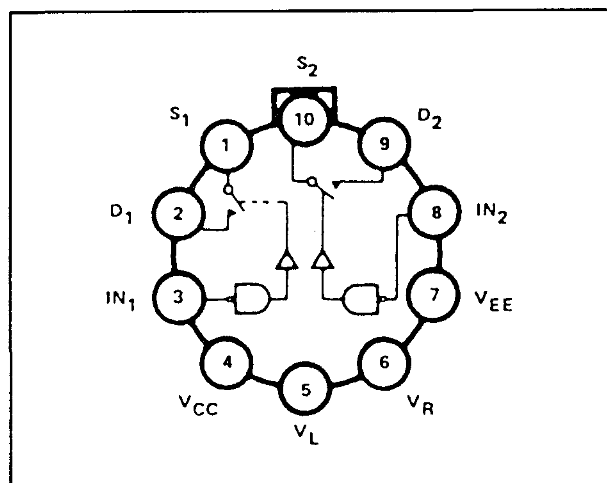
6.26 Schakelaar-IC's



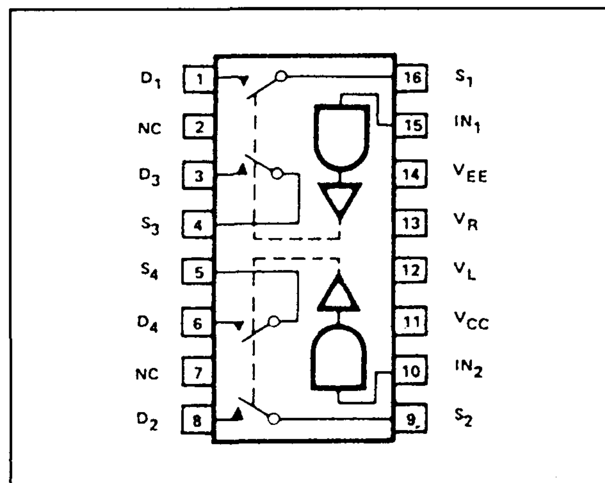
DG 182 2 x (1 → 1)



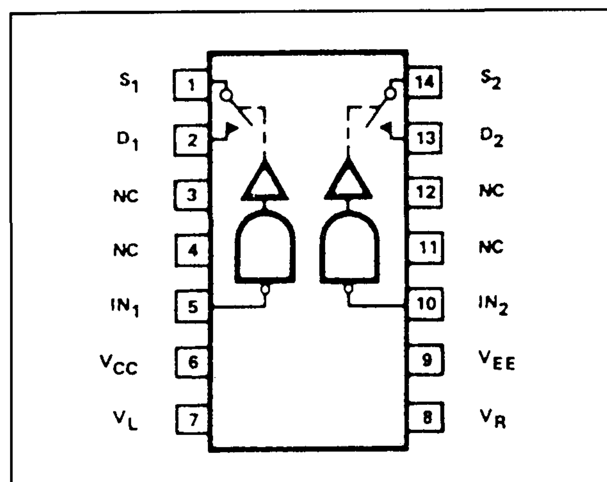
TL 182 2 x (1 → 1)



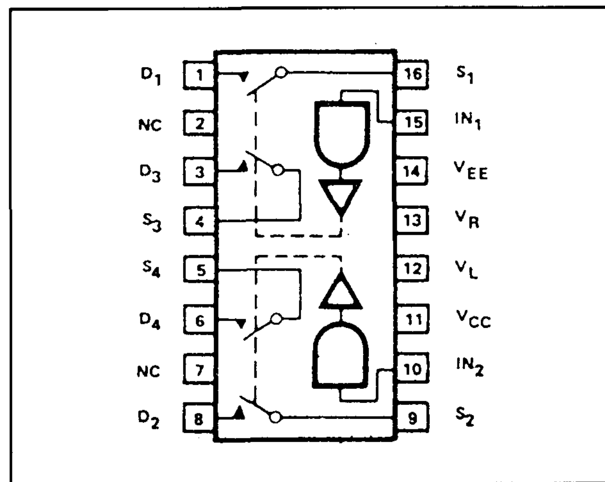
IH 182 2 x (1 → 1)



DG 183 2 x (2 → 2)

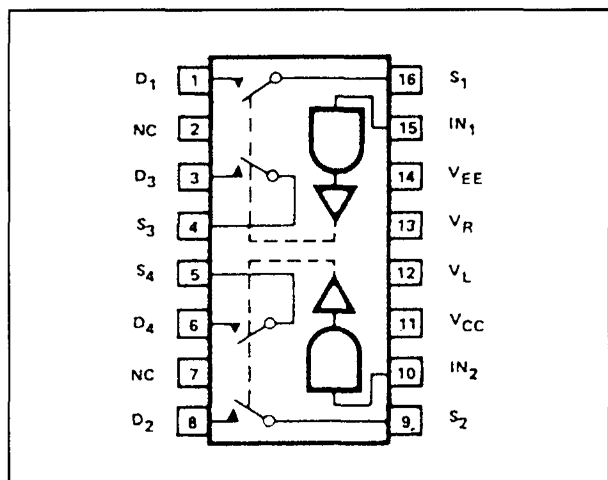


IH 182 2 x (1 → 1)

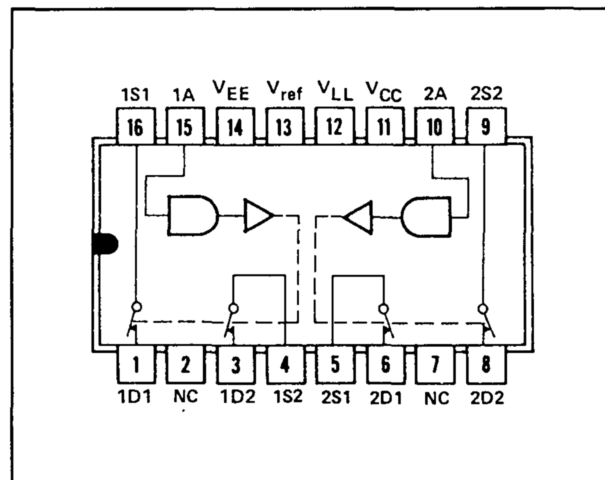


IH 184 2 x (2 → 2)

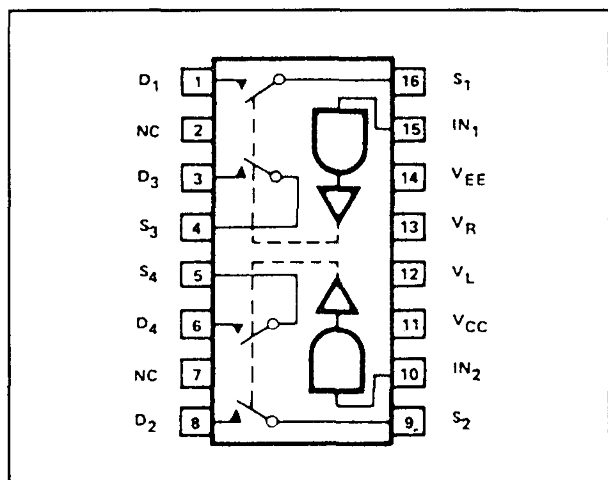
6.26 Schakelaar-IC's



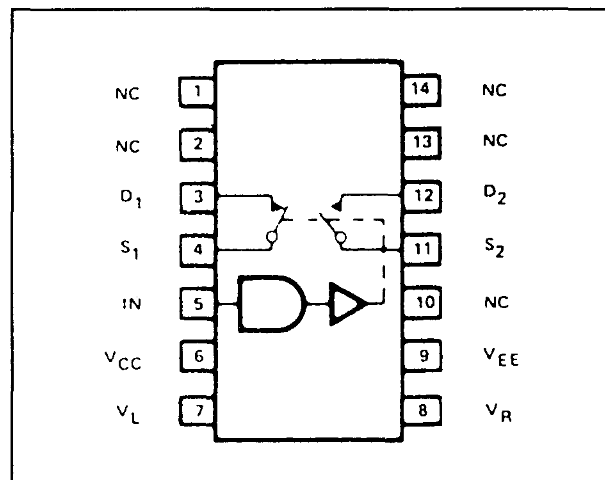
DG 184 2 x (2 → 2)



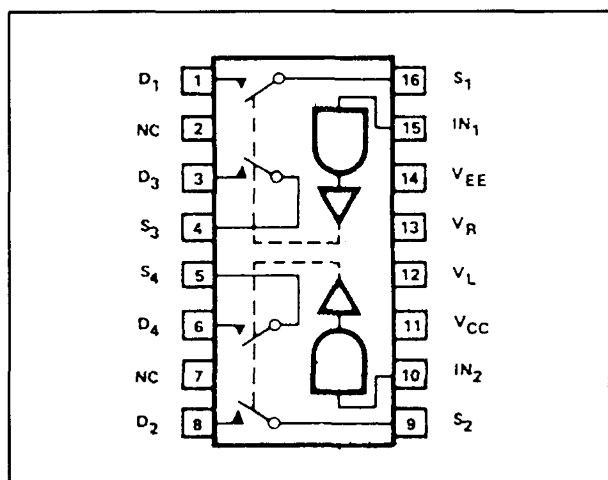
TL 185 2 x (2 → 2)



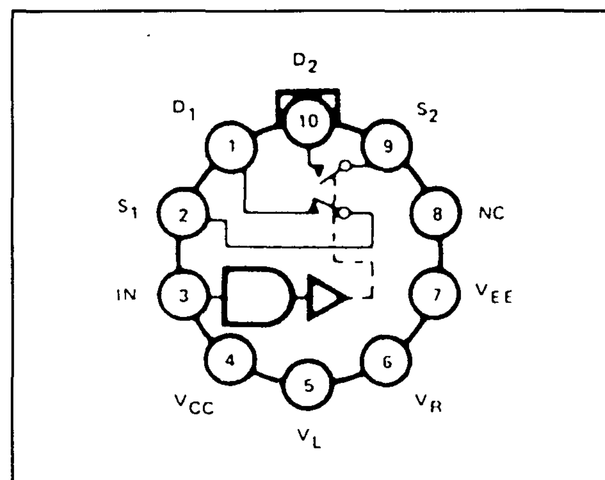
DG 185 2 x (2 → 2)



DG 186 1 x (2 → 2)

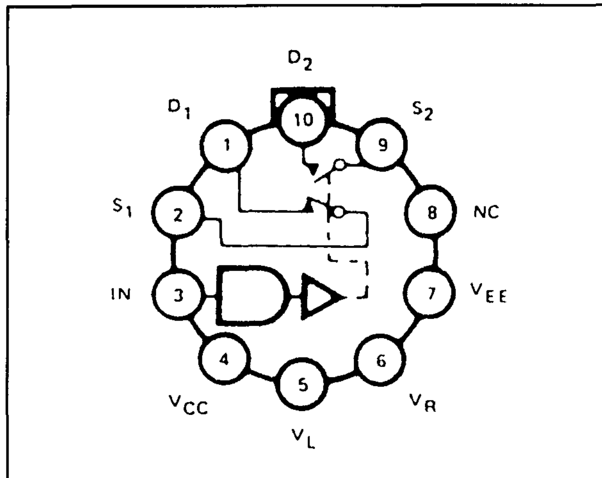


IH 185 2 x (2 → 2)

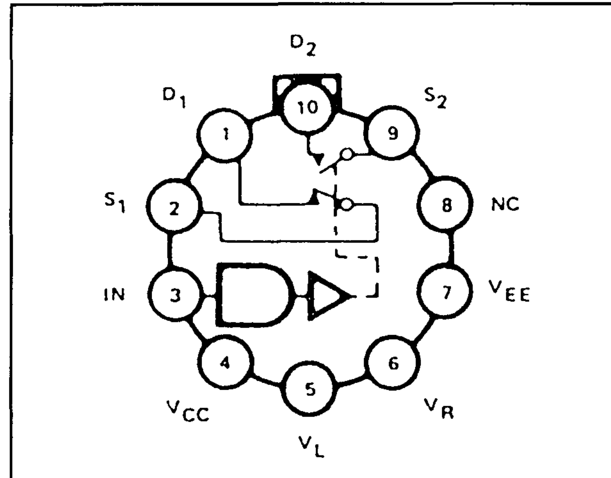


DG 186 1 x (2 → 2)

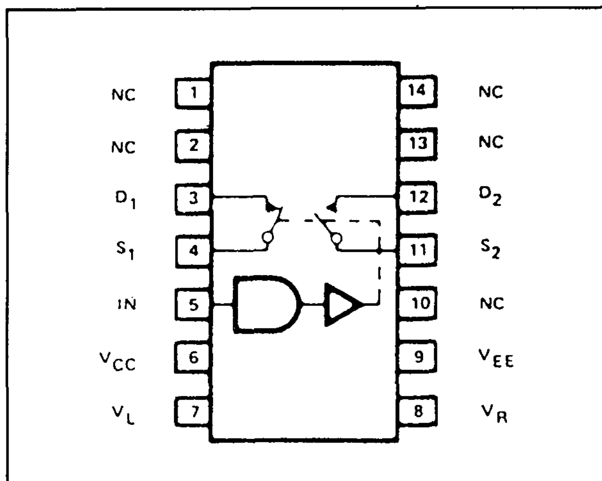
6.26 Schakelaar-IC's



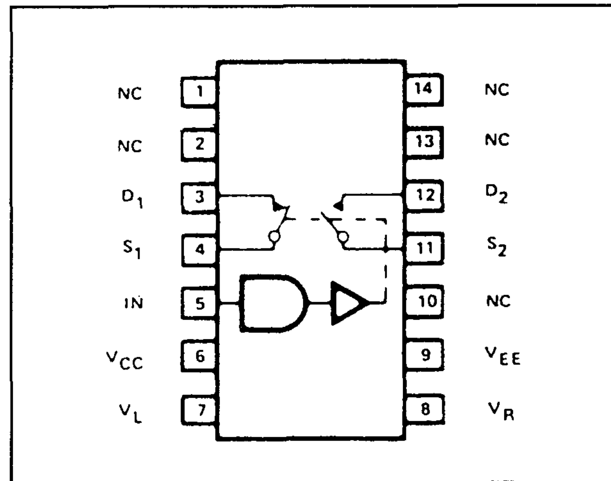
DG 187 1 x (2 → 2)



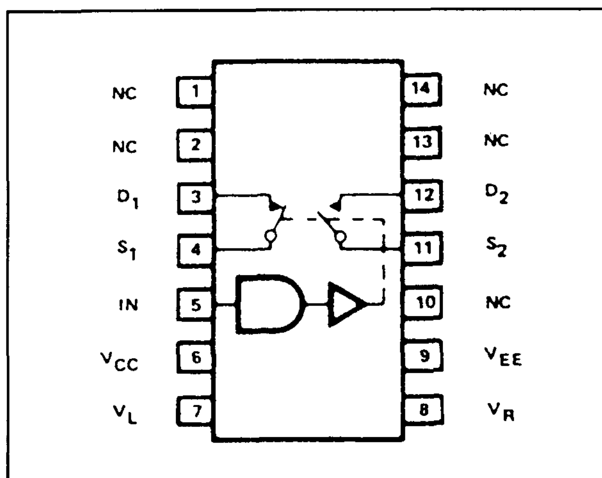
IH 187 1 x (2 → 2)



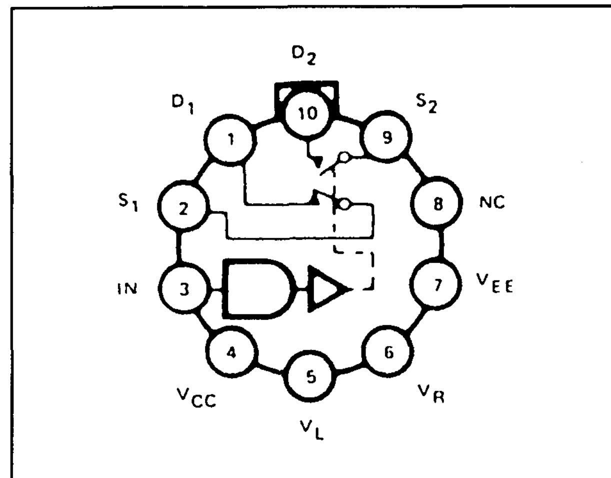
DG 187 1 x (2 → 2)



DG 188 1 x (2 → 2)

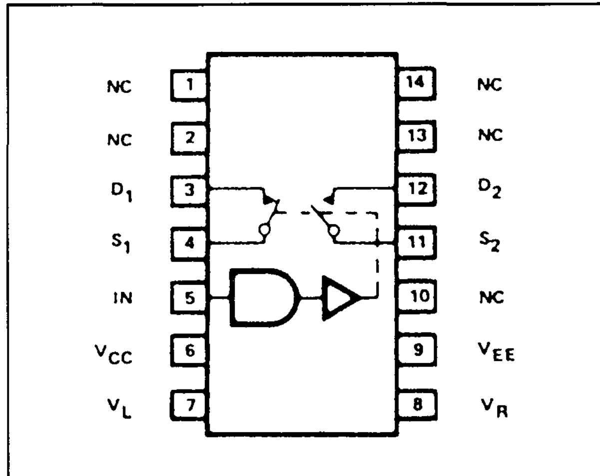


IH 187 1 x (2 → 2)

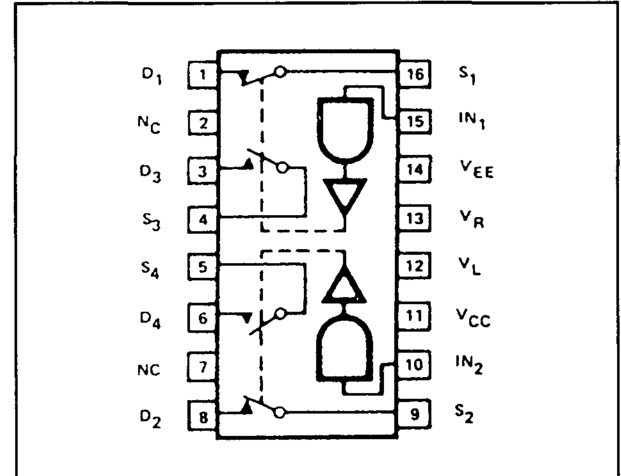


DG 188 1 x (2 → 2)

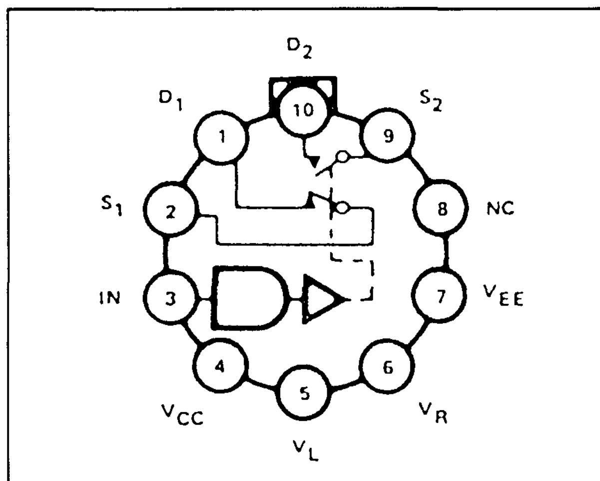
6.26 Schakelaar-IC's



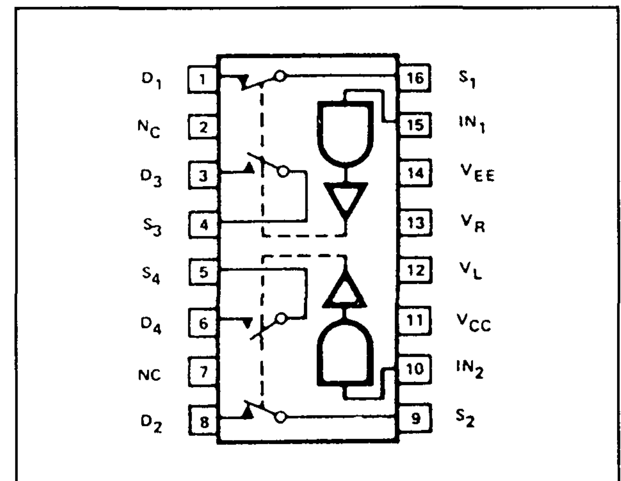
IH 188 1 x (2 → 2)



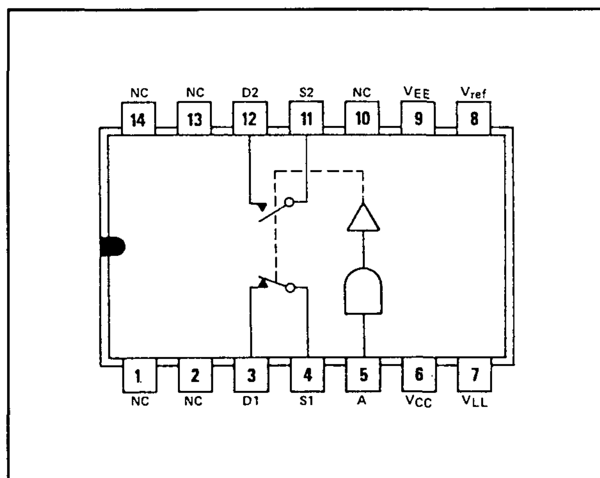
DG 189 2 x (2 → 2)



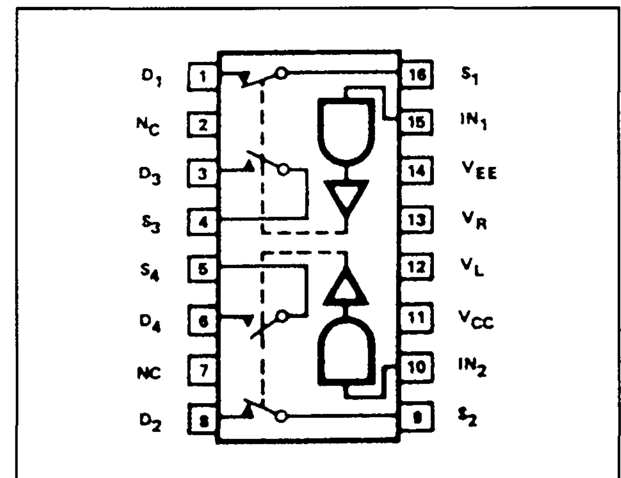
IH 188 1 x (2 → 2)



DG 190 2 x (2 → 2)

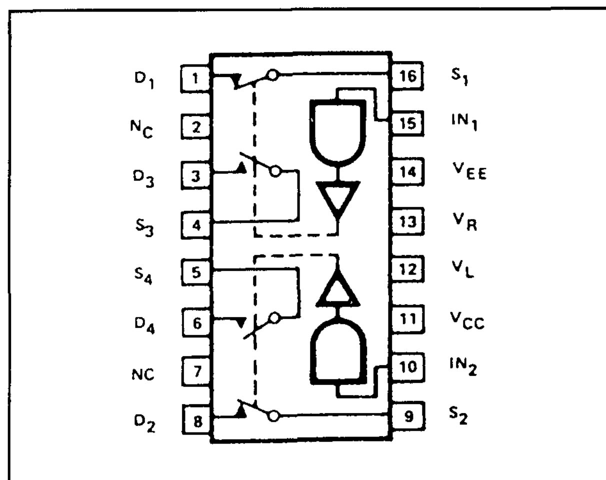


TL 188 1 x (2 → 2)

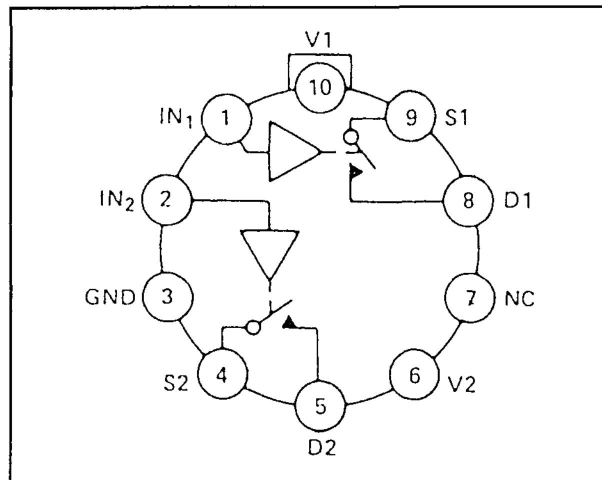


IH 190 2 x (2 → 2)

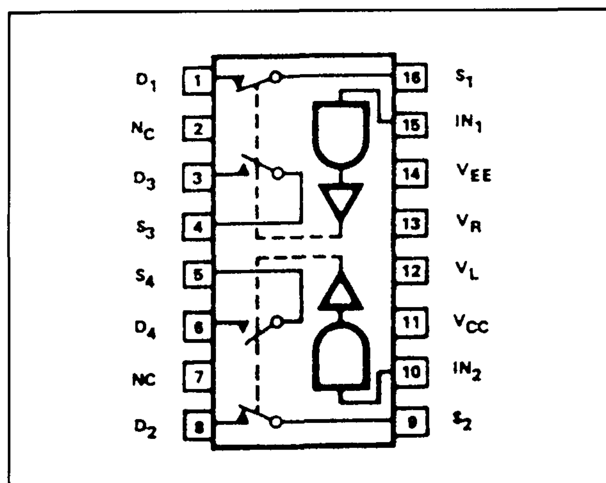
6.26 Schakelaar-IC's



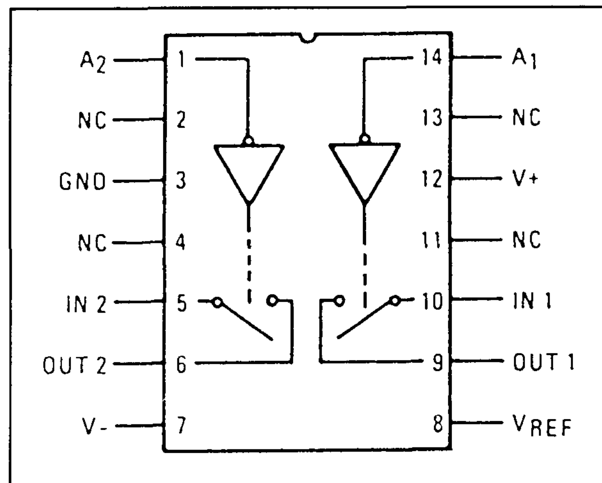
DG 191 2 x (2 → 2)



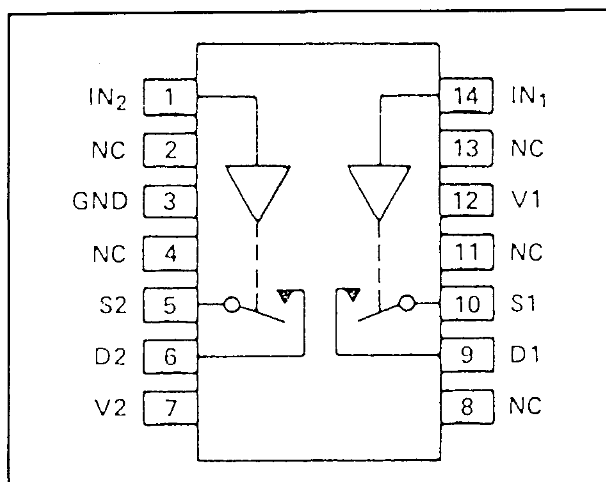
ADG 200 2 x (1 → 1)



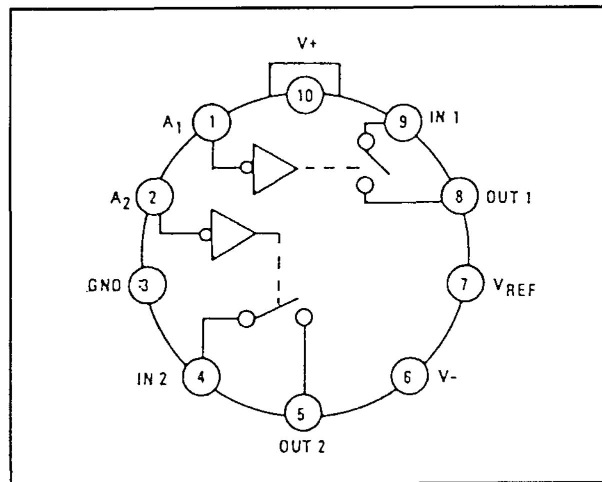
IH 191 2 x (2 → 2)



HI-200 2 x (1 → 1)

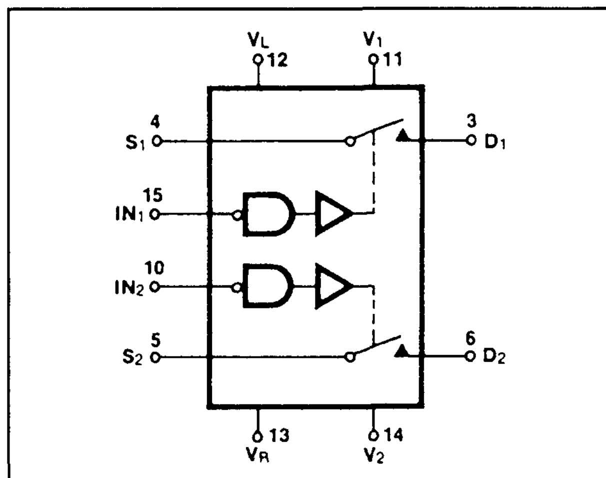


ADG 200 2 x (1 → 1)

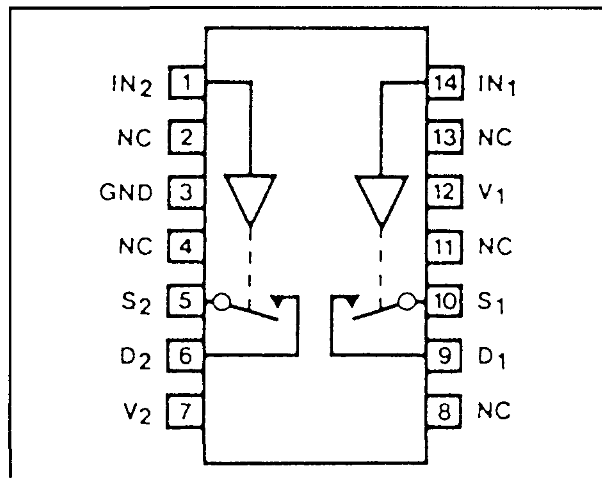


HI-200 2 x (1 → 1)

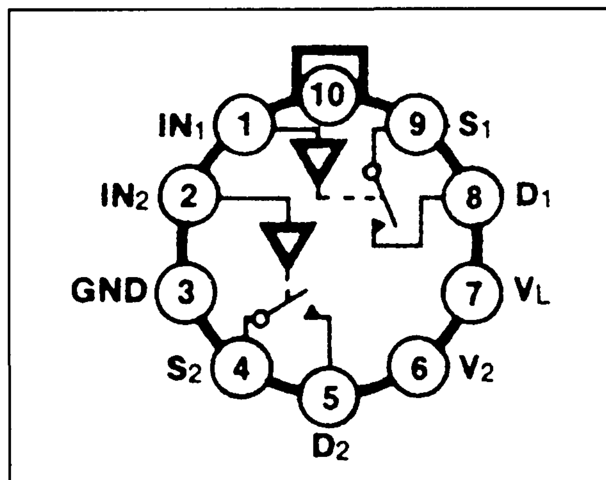
6.26 Schakelaar-IC's



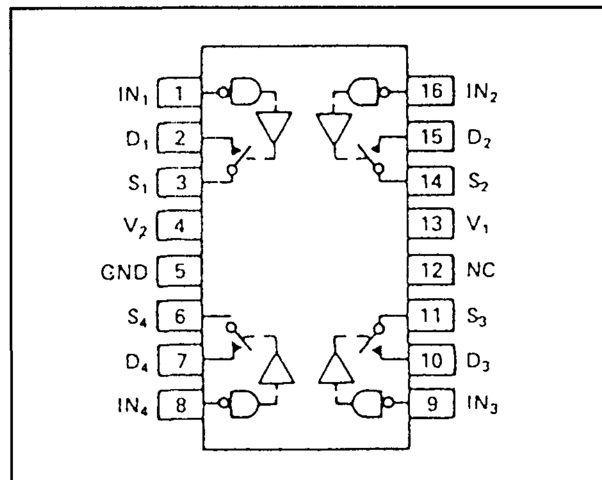
IH 200 2 x (1 → 1)



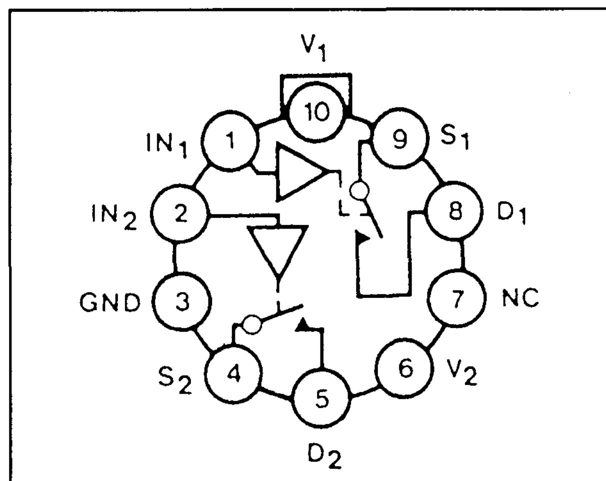
MP 200 2 x (1 → 1)



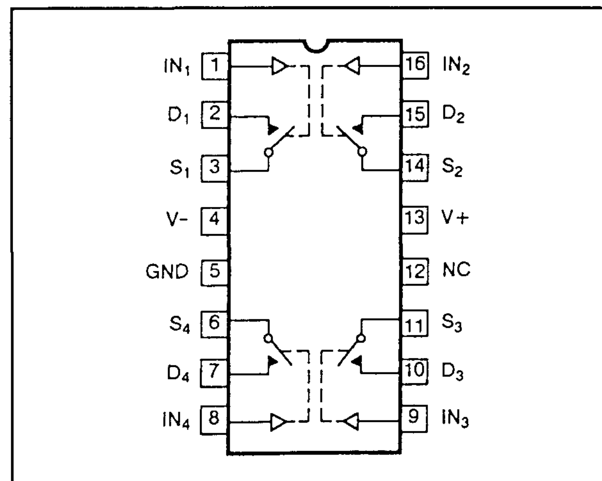
IH 200 2 x (1 → 1)



ADG 201 4 x (1 → 1)

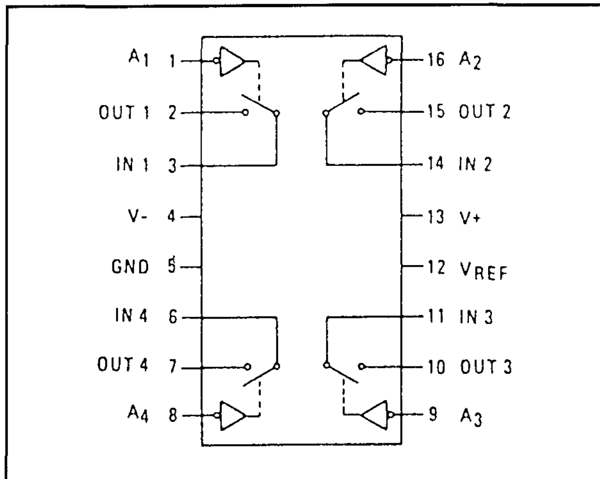


MP 200 2 x (1 → 1)

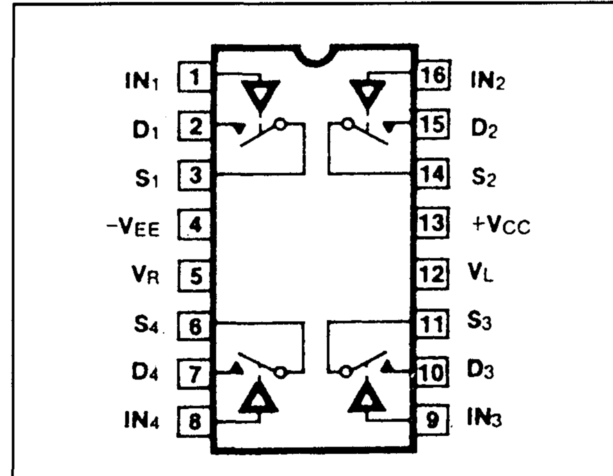


DG 201 4 x (1 → 1)

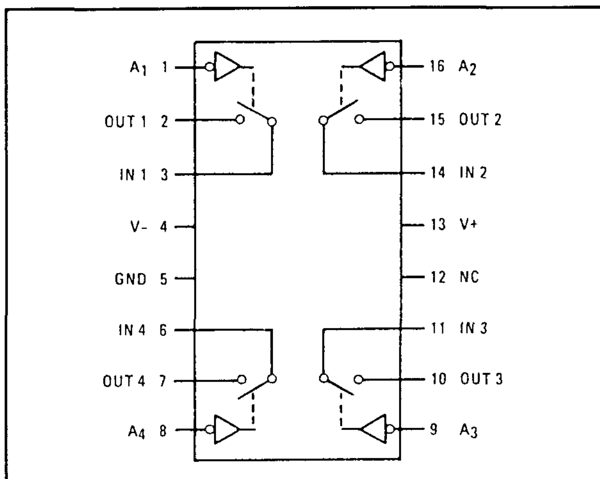
6.26 Schakelaar-IC's



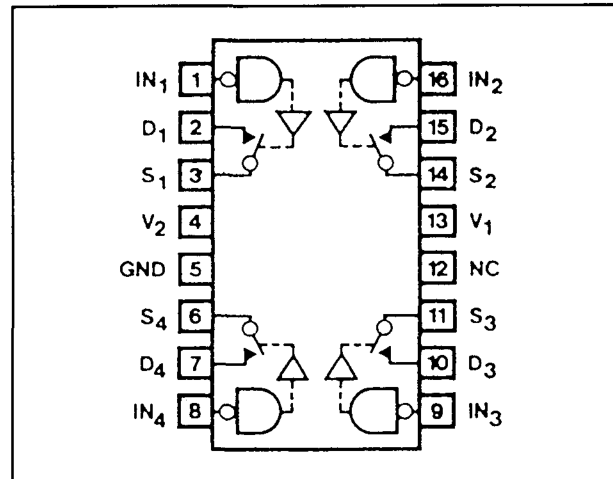
HI-201 4 x (1 → 1)



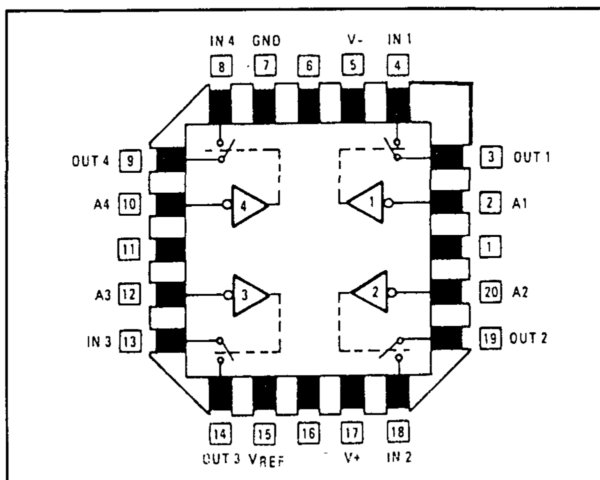
IH 201 4 x (1 → 1)



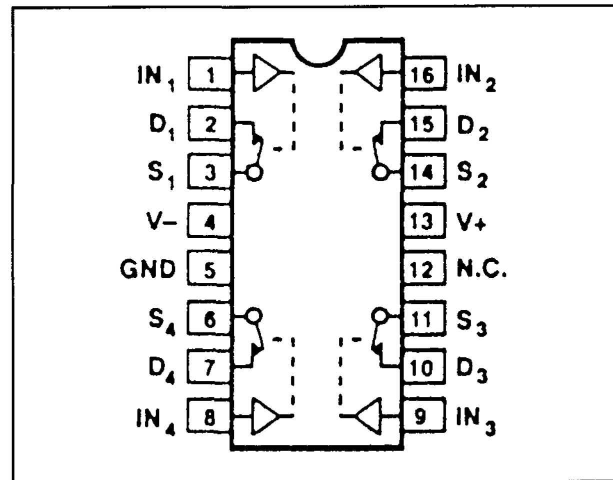
HI-201 4 x (1 → 1)



MP 201 4 x (1 → 1)

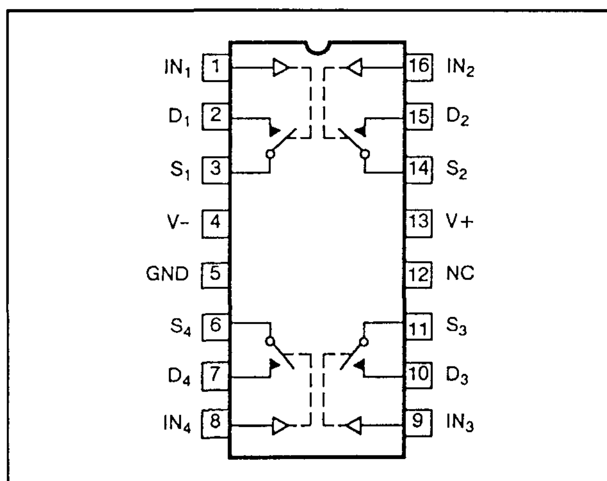


HI-201 4 x (1 → 1)

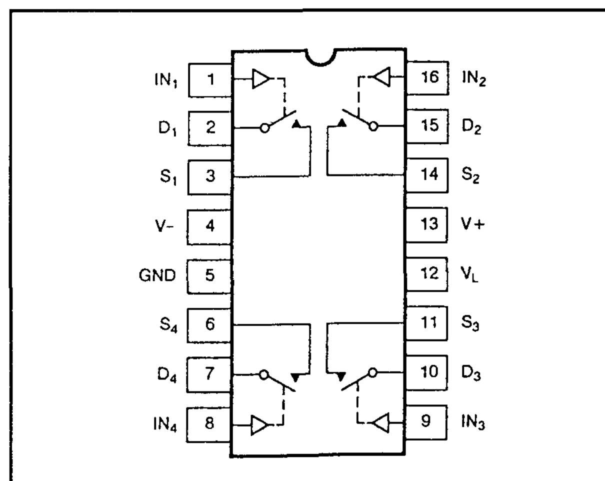


SW 201 4 x (1 → 1)

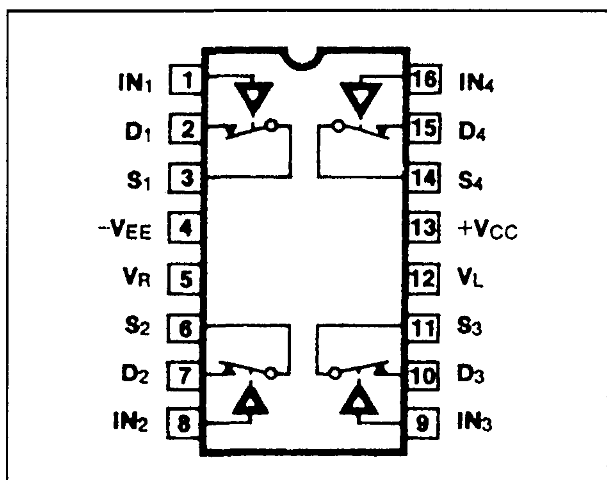
6.26 Schakelaar-IC's



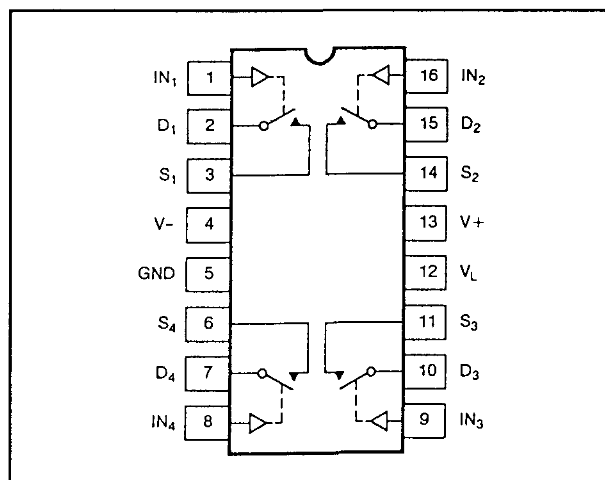
DG 202 4 x (1 → 1)



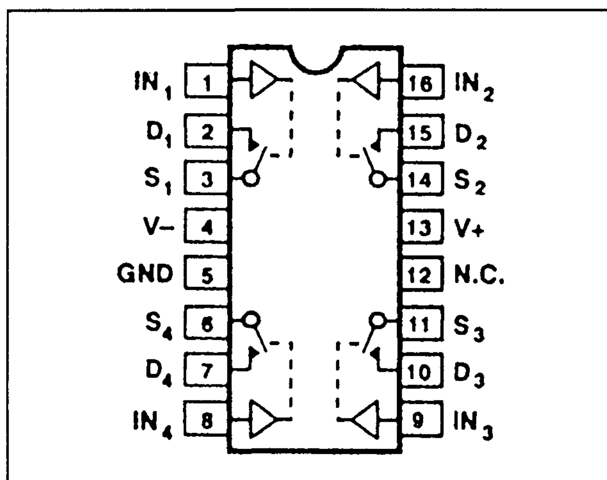
ADG 211 4 x (1 → 1)



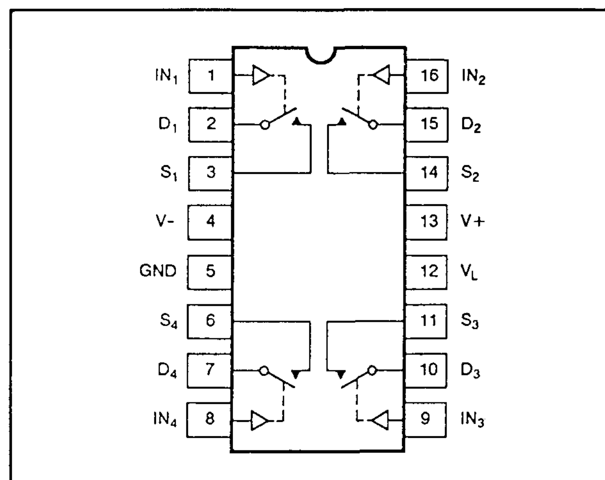
IH 202 4 x (1 → 1)



DG 211 4 x (1 → 1)

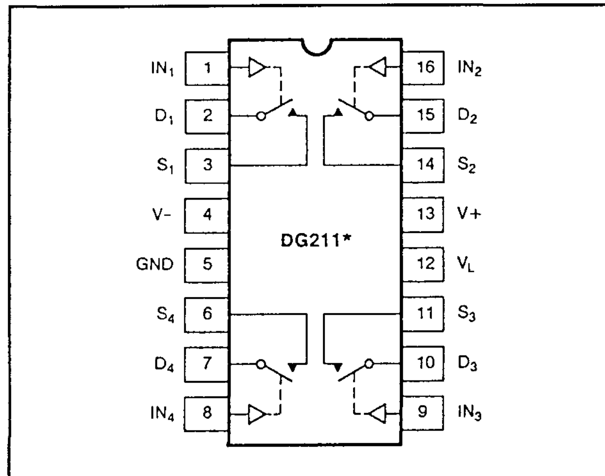


SW 202 4 x (1 → 1)

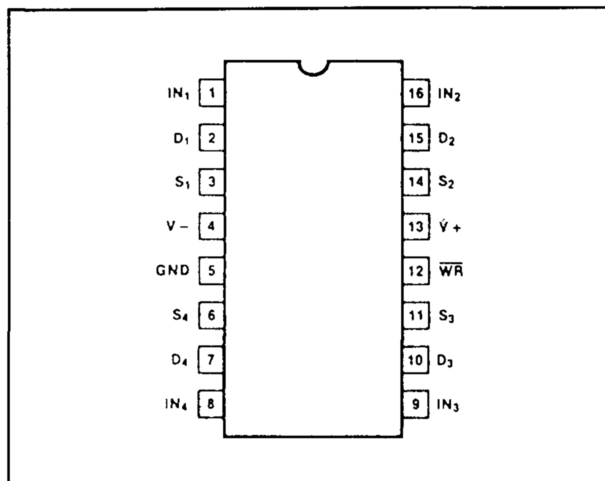


ADG 212 4 x (1 → 1)

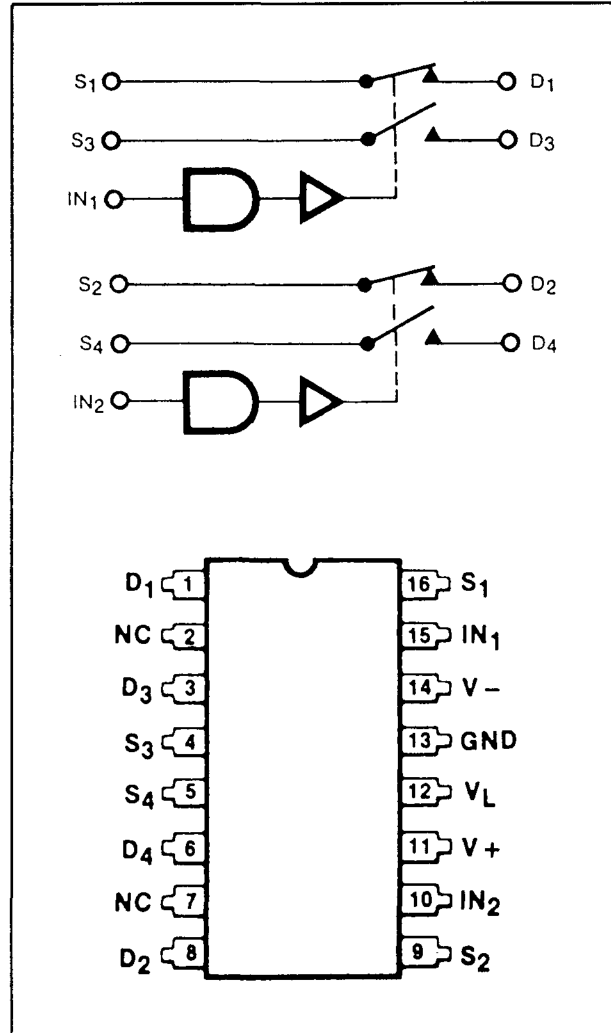
6.26 Schakelaar-IC's



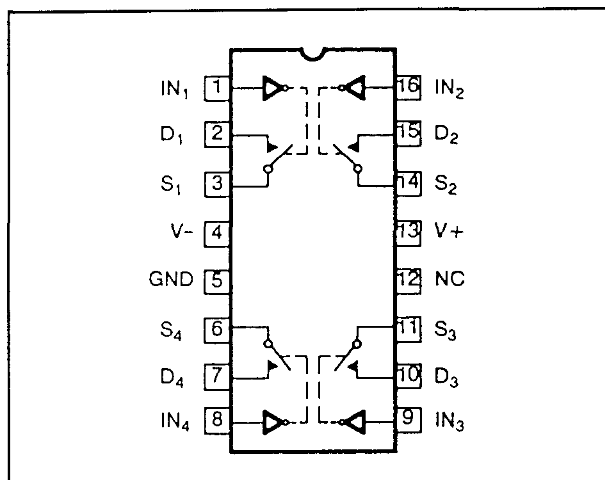
DG 212 4 x (1 → 1)



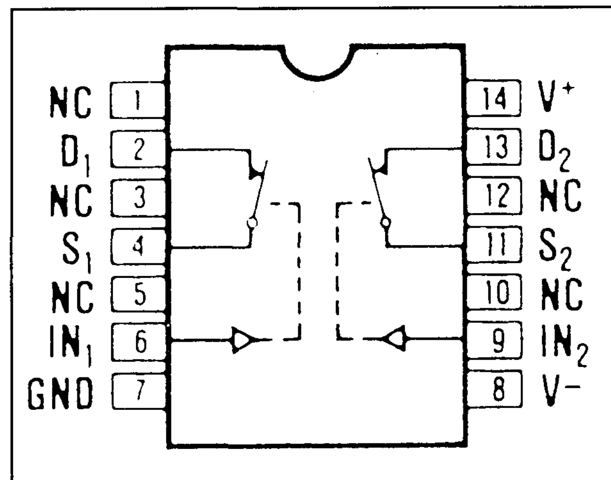
DG 221 4 x (1 → 1), latched



DG 243 2 X (2 → 2)

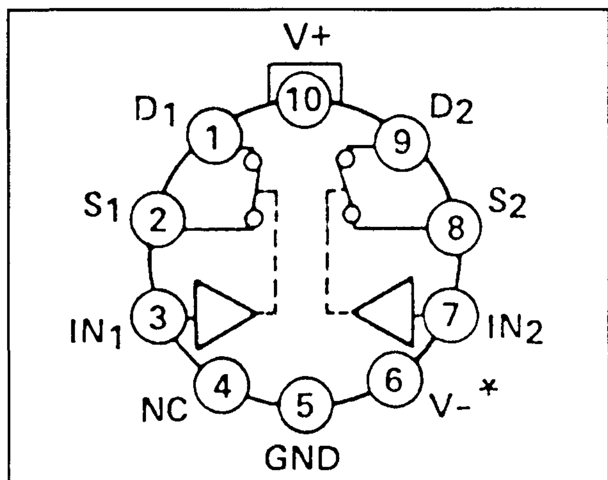


DG 271 4 x (1 → 1)

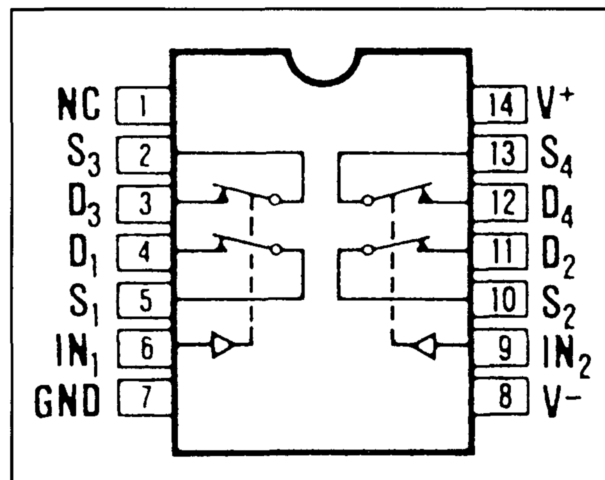


DG 300 2 x (1 → 1)

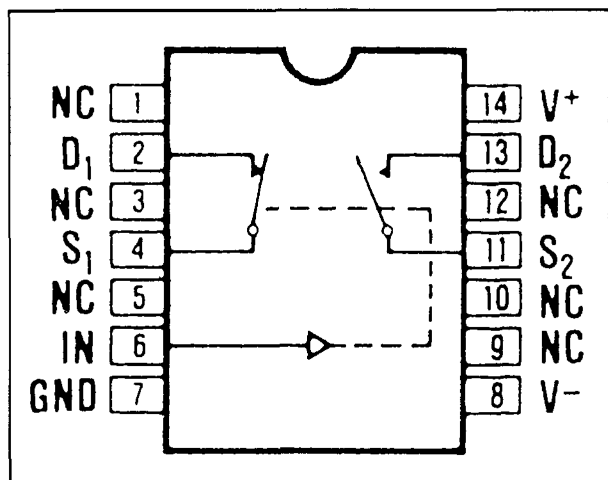
6.26 Schakelaar-IC's



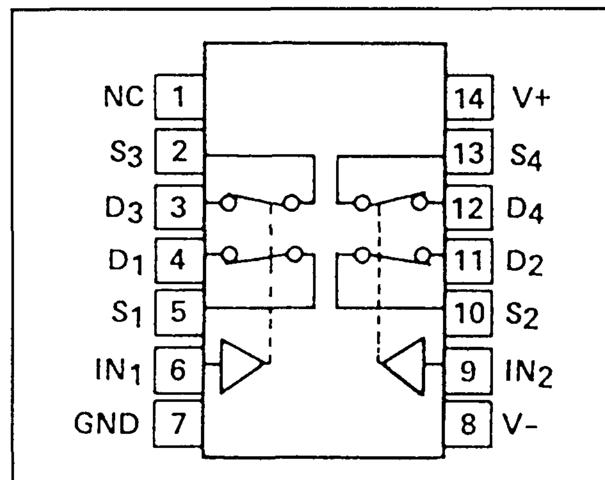
HI-300 2 x (1 → 1)



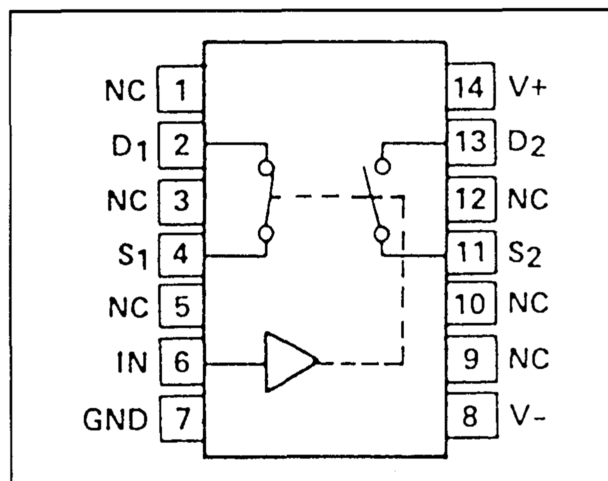
DG 302 2 x (2 → 2)



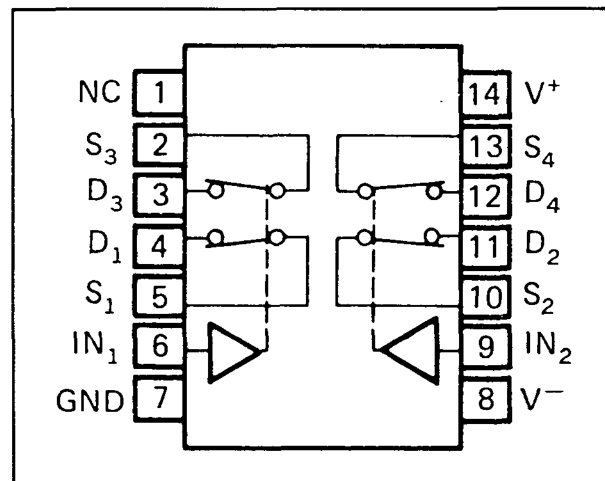
DG 301 2 x (1 → 1)



HI-302 2 x (2 → 2)

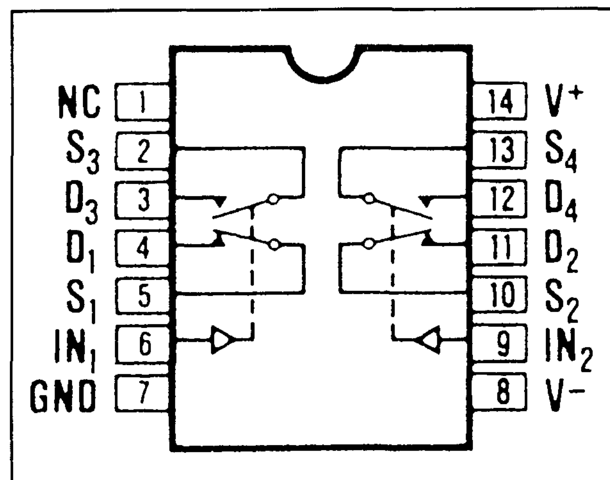


HI-301 2 x (1 → 1)

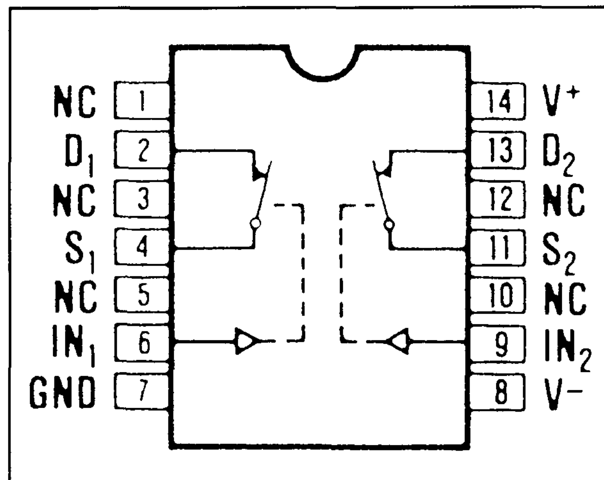


MP 302 2 x (2 → 2)

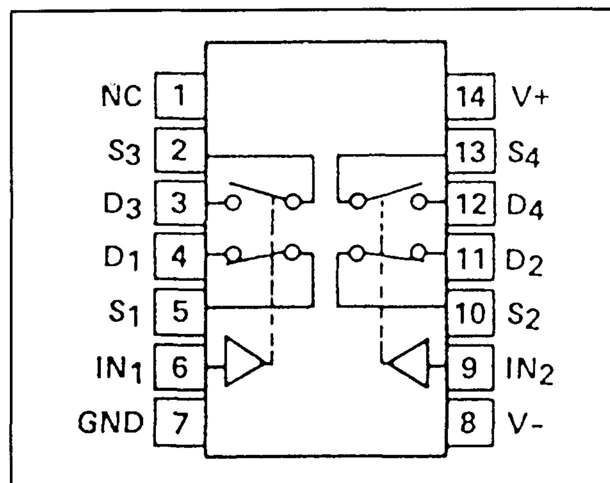
6.26 Schakelaar-IC's



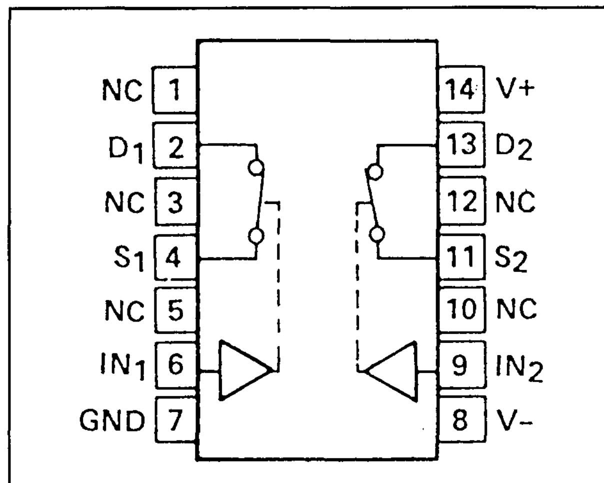
DG 303 2 x (2 → 2)



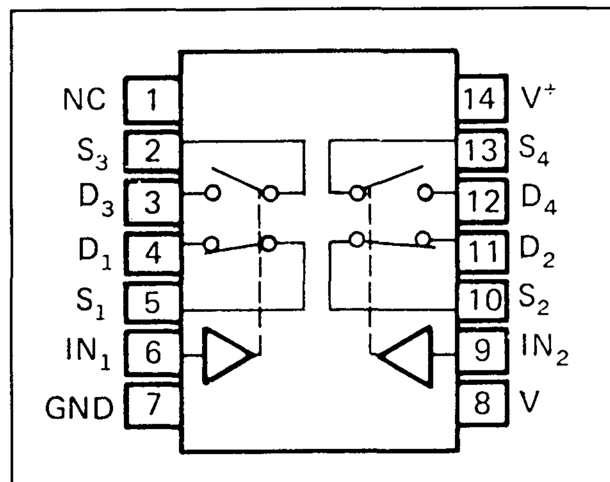
DG 304 2 x (1 → 1)



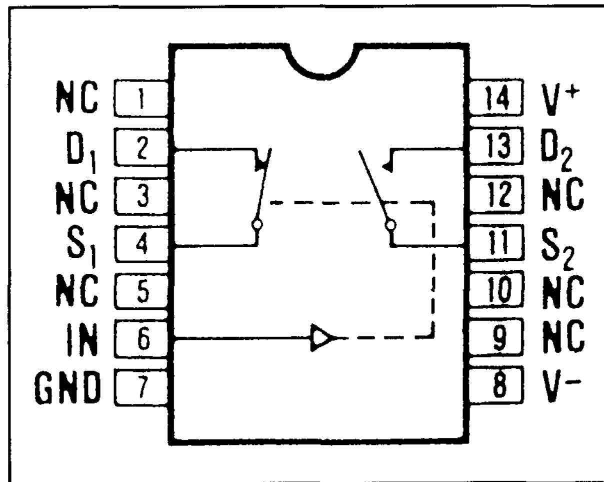
HI-303 2 x (2 → 2)



HI-304 2 x (1 → 1)

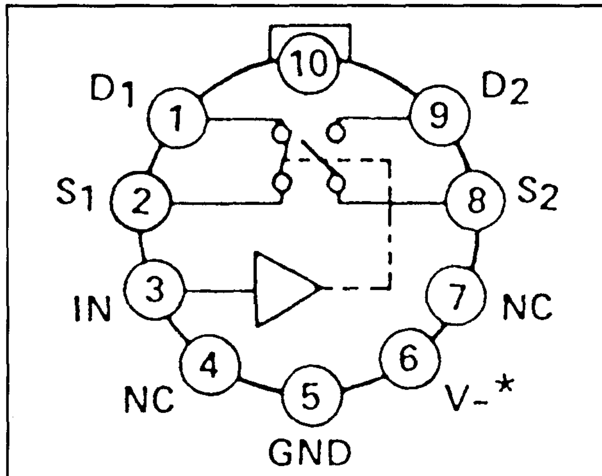


MP 303 2 x (2 → 2)

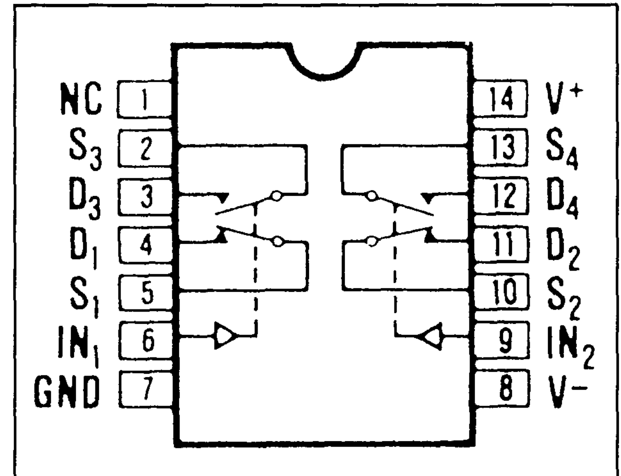


DG 305 1 x (2 → 2)

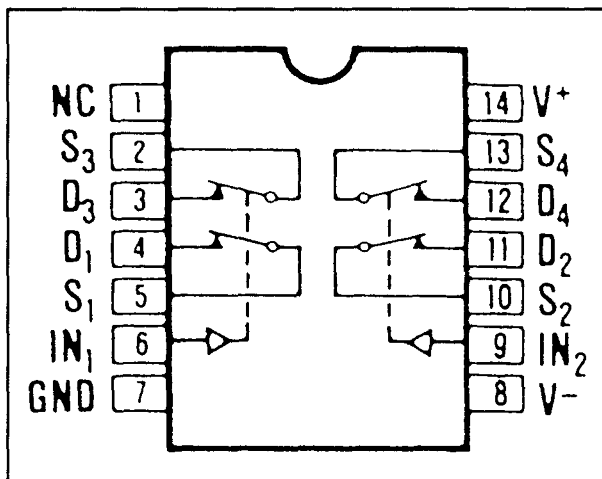
6.26 Schakelaar-IC's



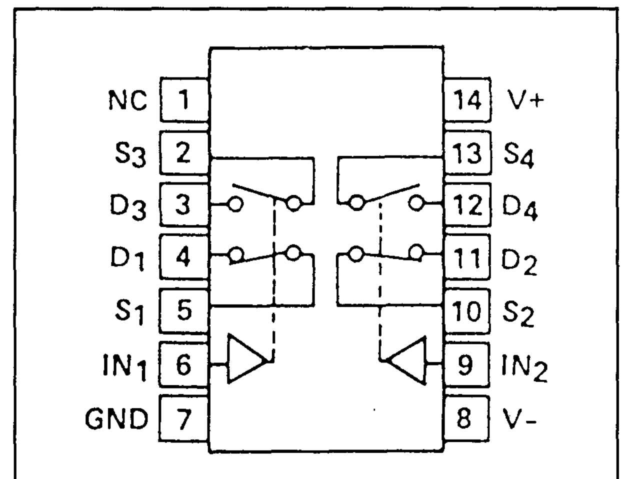
HI-305 1 x (2 → 2)



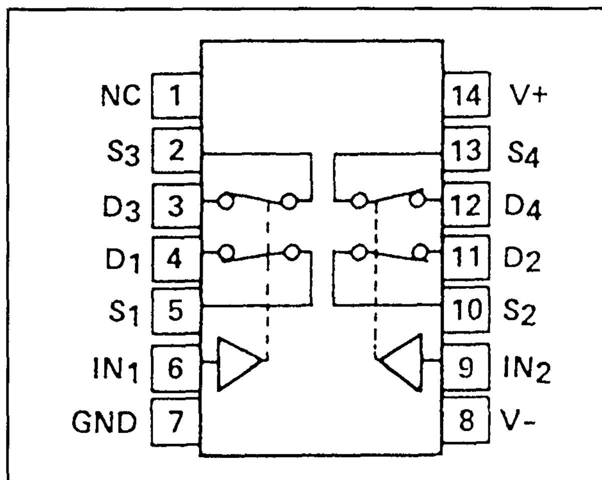
DG 307 2 x (2 → 2)



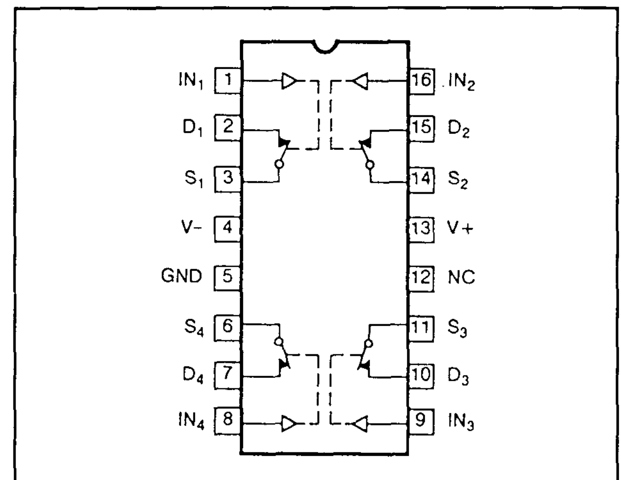
DG 306 2 x (2 → 2)



HI-307 2 x (2 → 2)

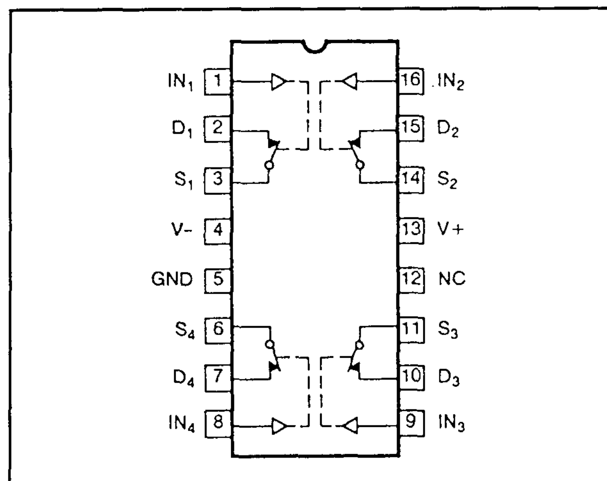


HI-306 2 x (2 → 2)

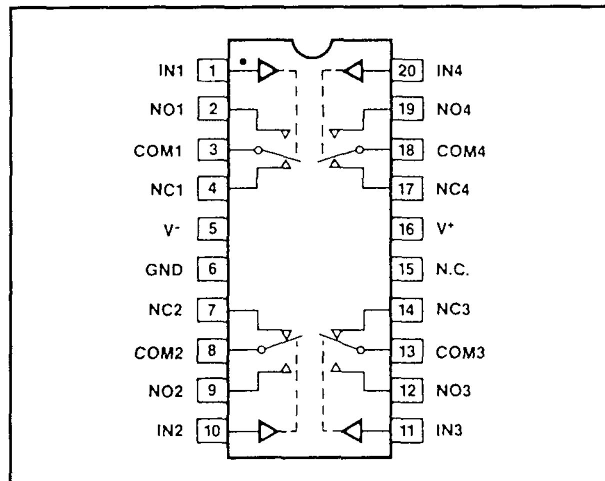


DG 308 4 x (1 → 1)

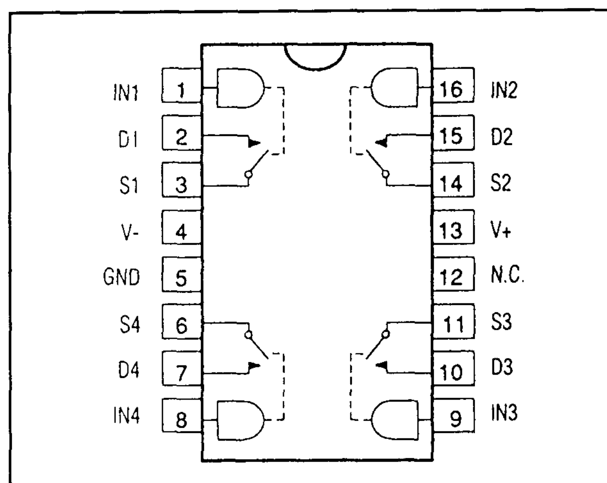
6.26 Schakelaar-IC's



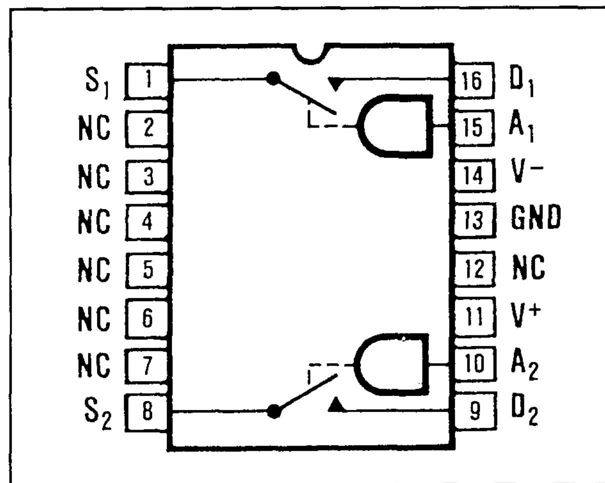
DG 309 4 x (1 → 1)



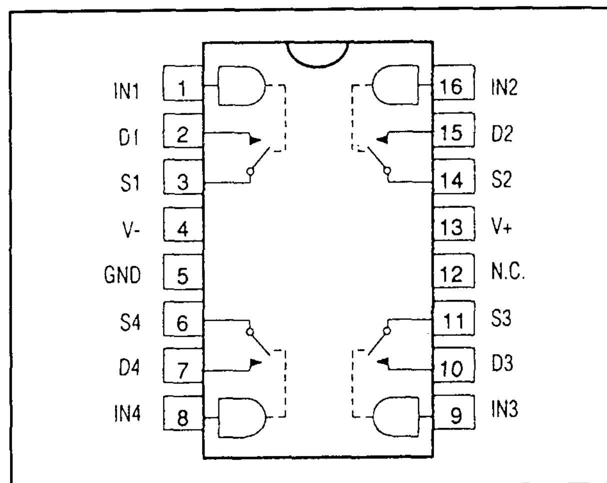
MAX 333 4 x (1 → 2)



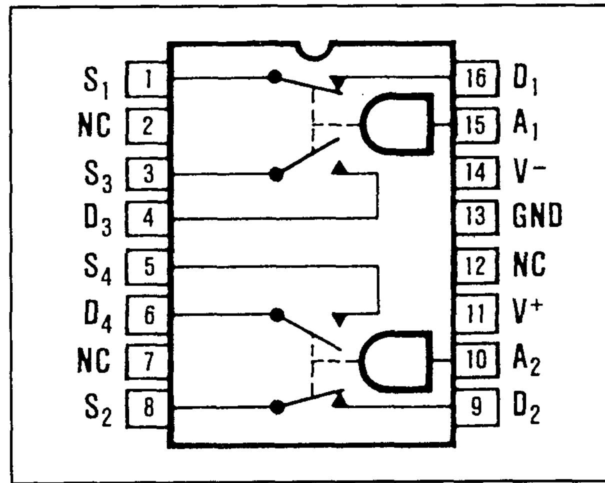
MAX 326 4 x (1 → 1)



MAX 341 2 x (1 → 1)

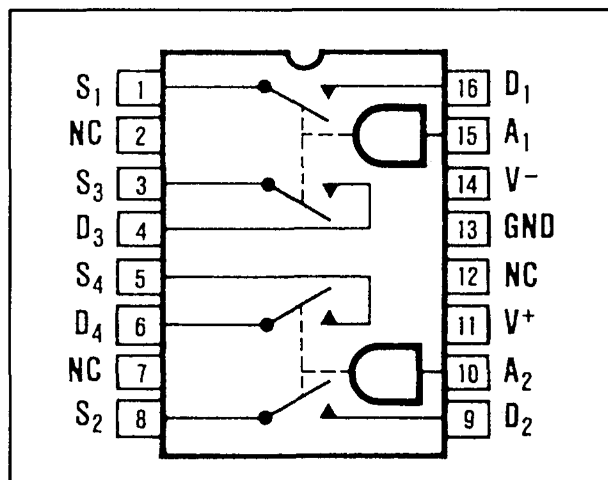


MAX 327 4 x (1 → 1)

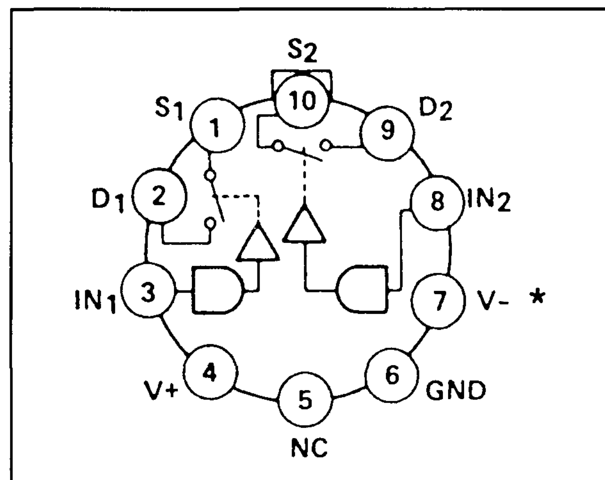


MAX 343 2 x (2 → 2)

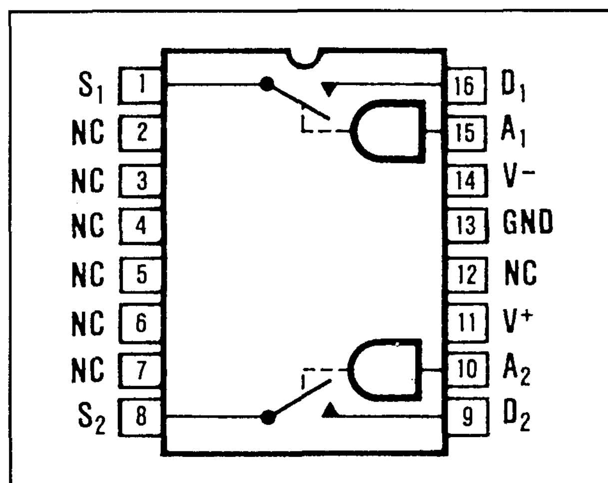
6.26 Schakelaar-IC's



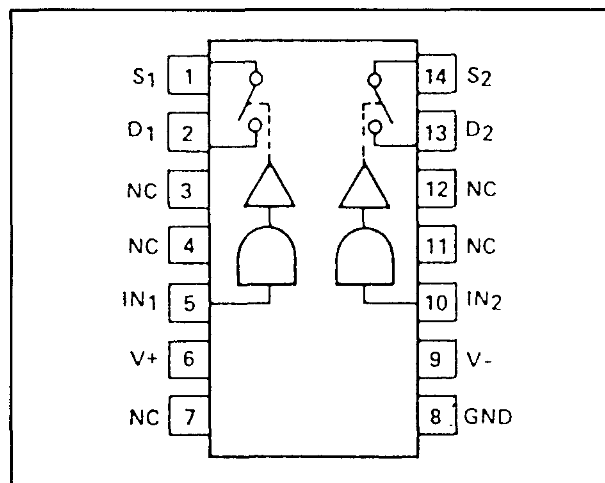
MAX 345 2 x (2 → 2)



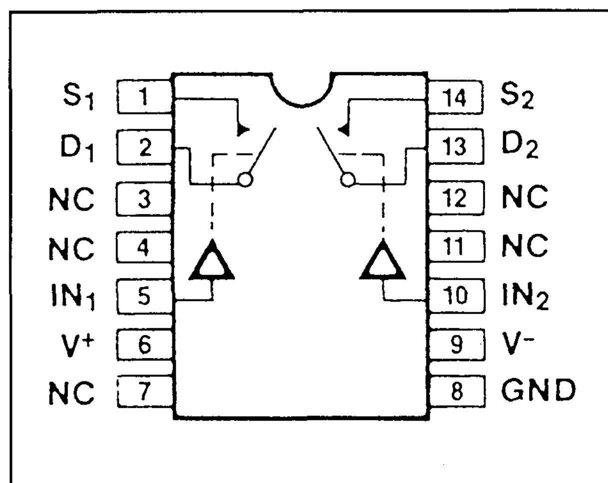
HI-381 2 x (1 → 1)



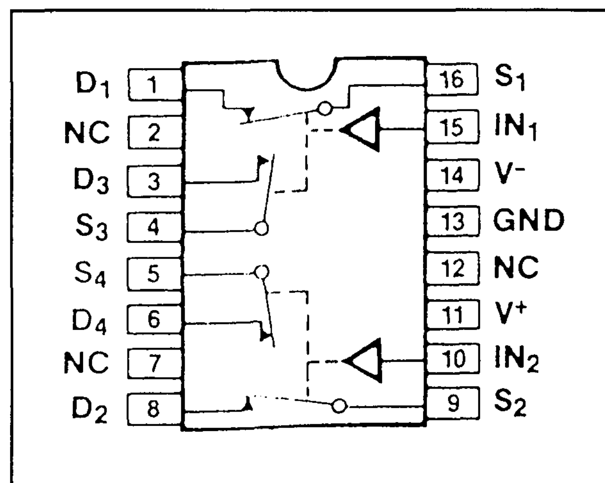
MAX 348 2 x (1 → 1)



HI-381 2 x (1 → 1)

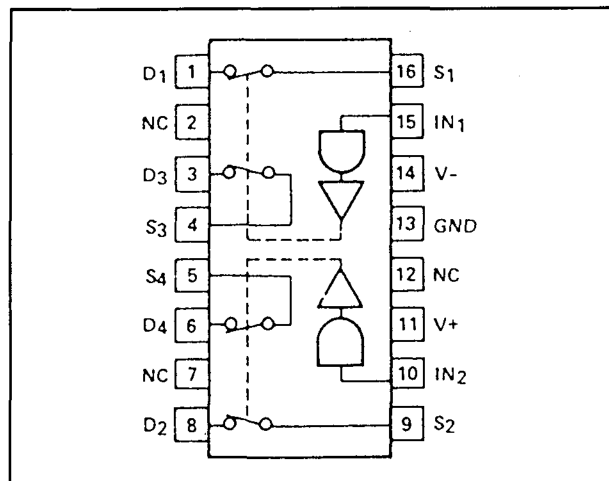


DG 381 2 x (1 → 1)

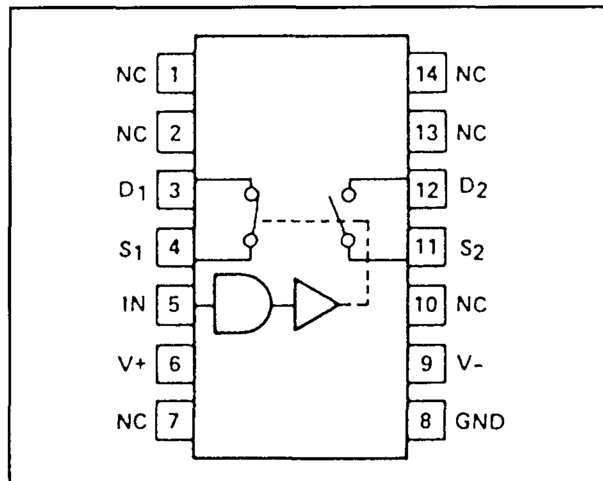


DG 384 2 x (2 → 2)

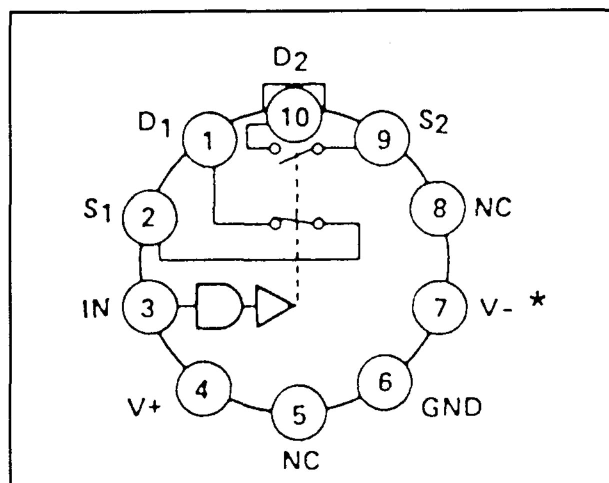
6.26 Schakelaar-IC's



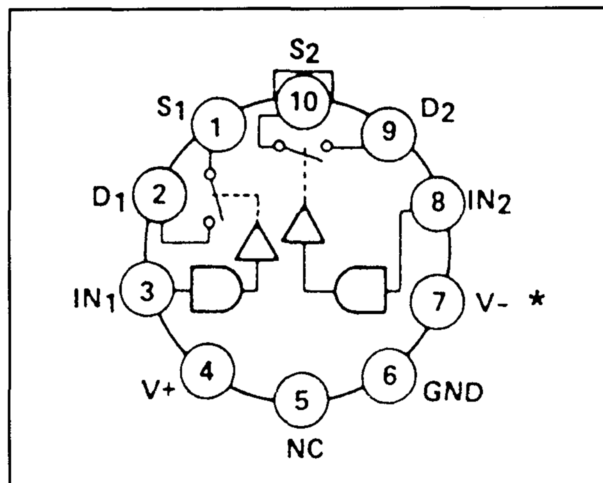
HI-384 2 x (2 → 2)



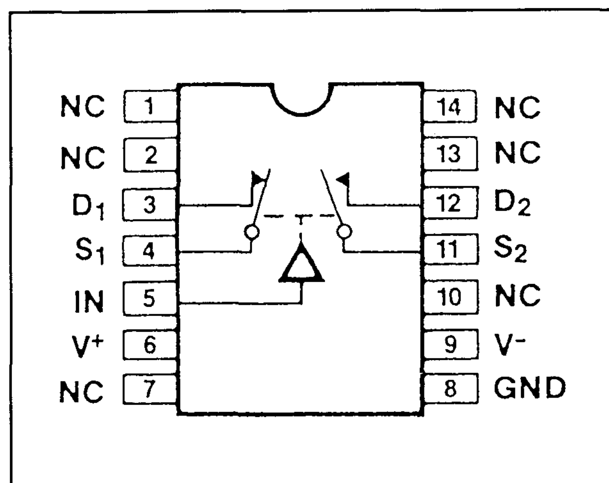
HI-387 1 x (2 → 2)



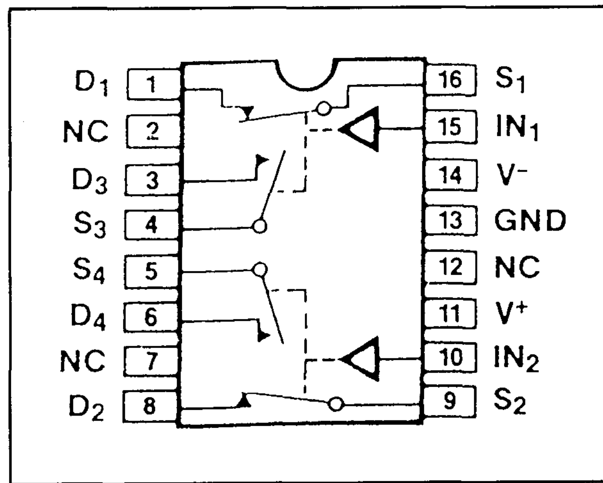
HI-387 1 x (2 → 2)



HI-387 1 x (2 → 2)

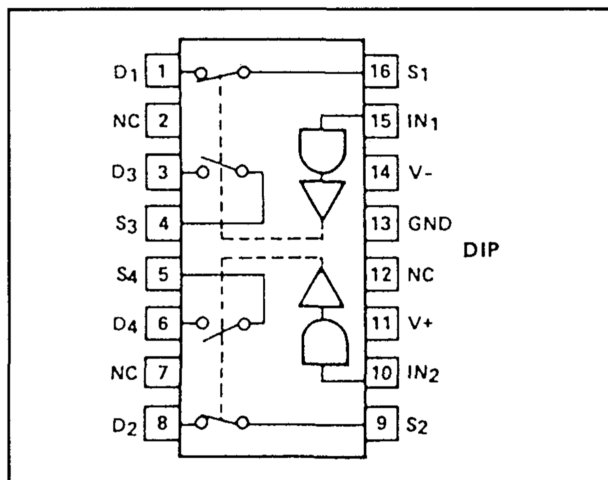


DG 387 1 x (2 → 2)

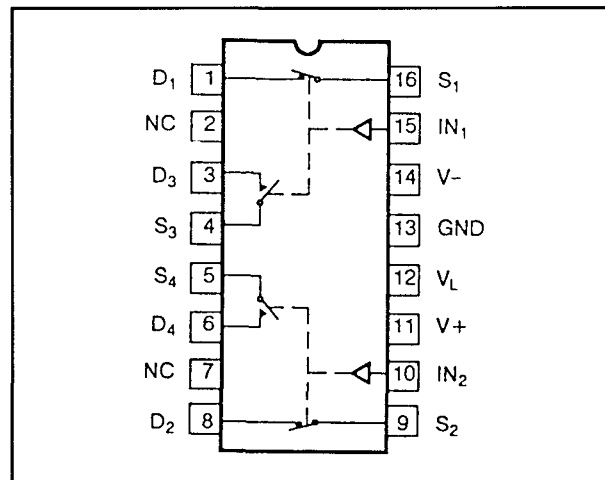


DG 390 2 x (2 → 2)

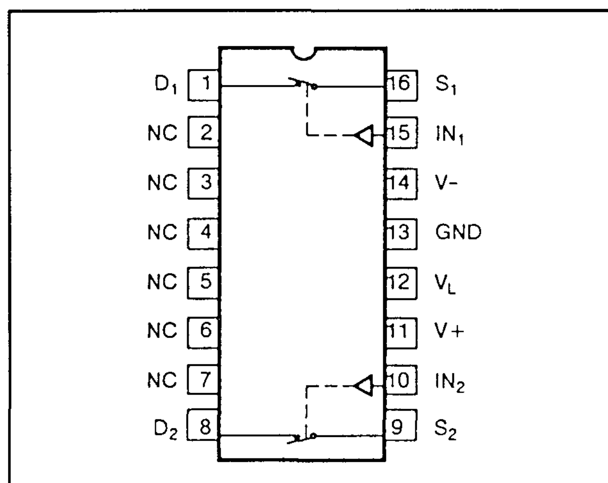
6.26 Schakelaar-IC's



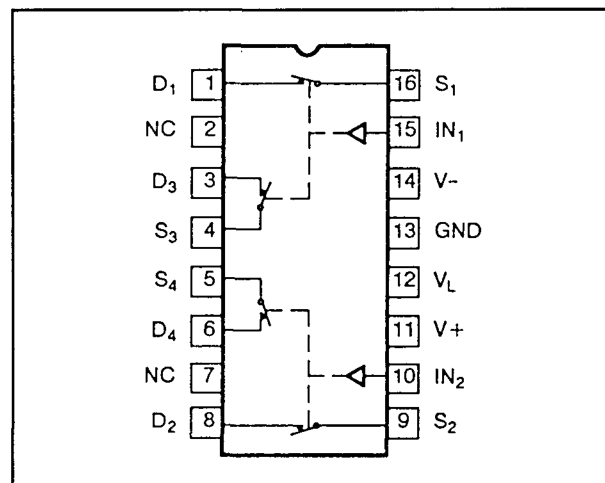
HI-390 2 x (2 → 2)



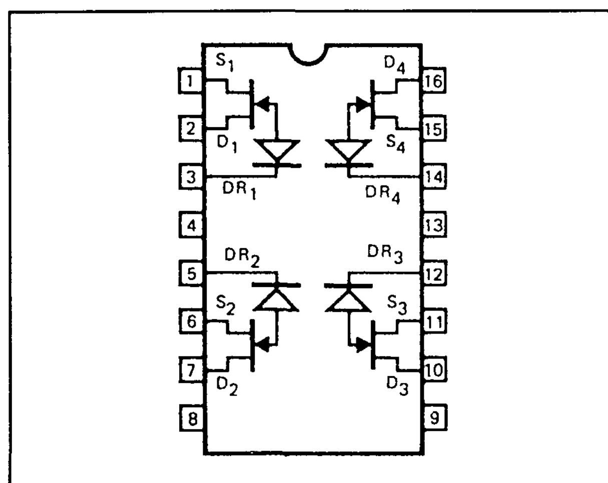
DG 403 2 x (2 → 2)



DG 401 2 x (1 → 1)

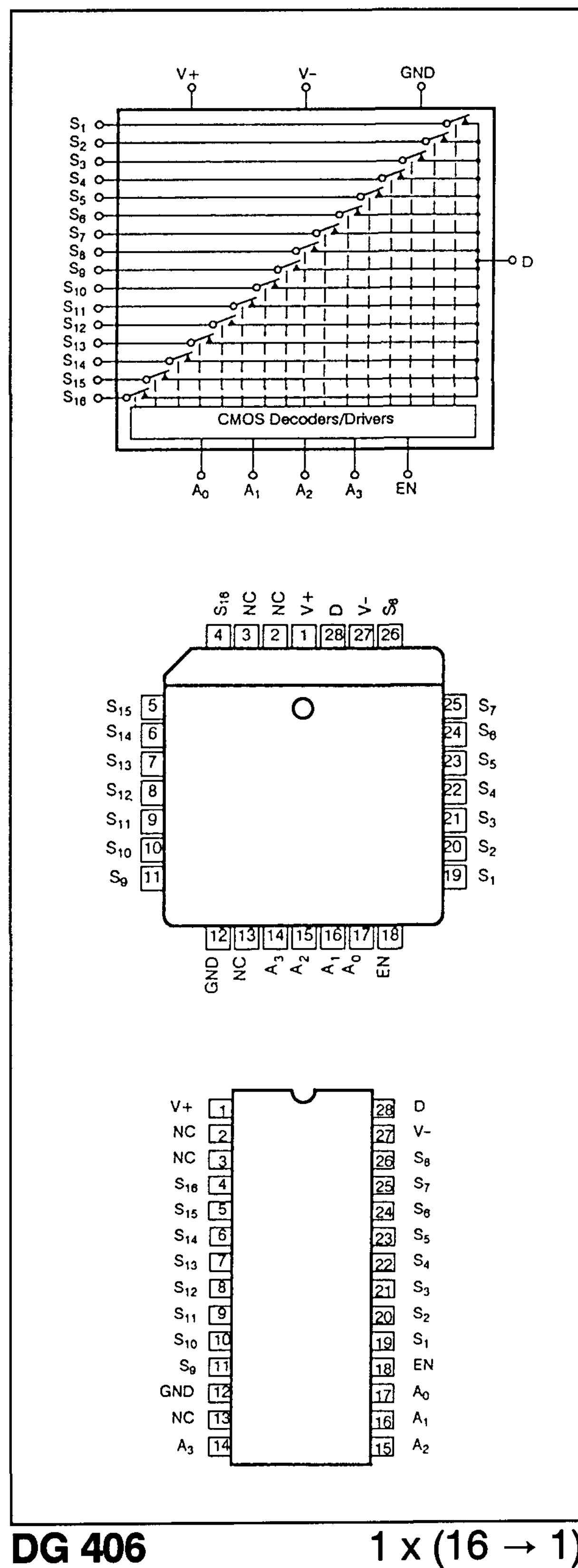


DG 405 2 x (2 → 2)

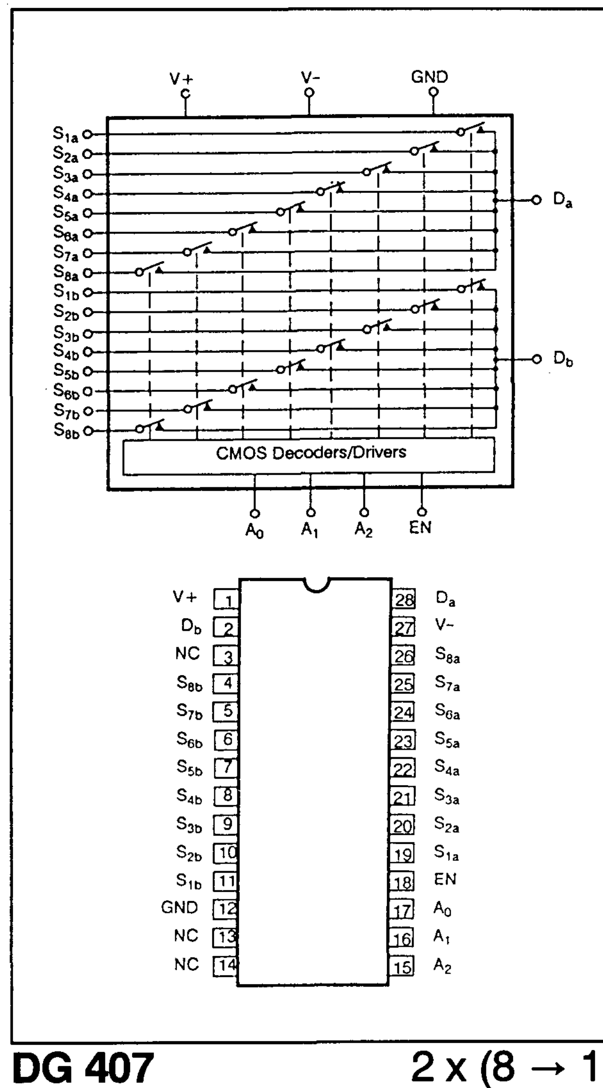


IH 401 4 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

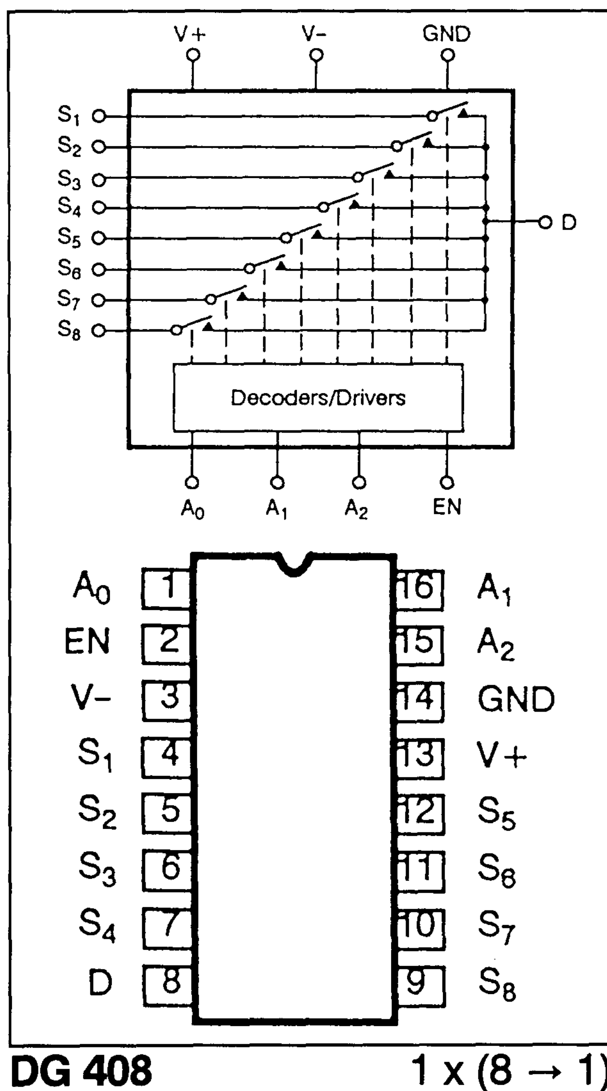


DG 406 1 x (16 → 1)

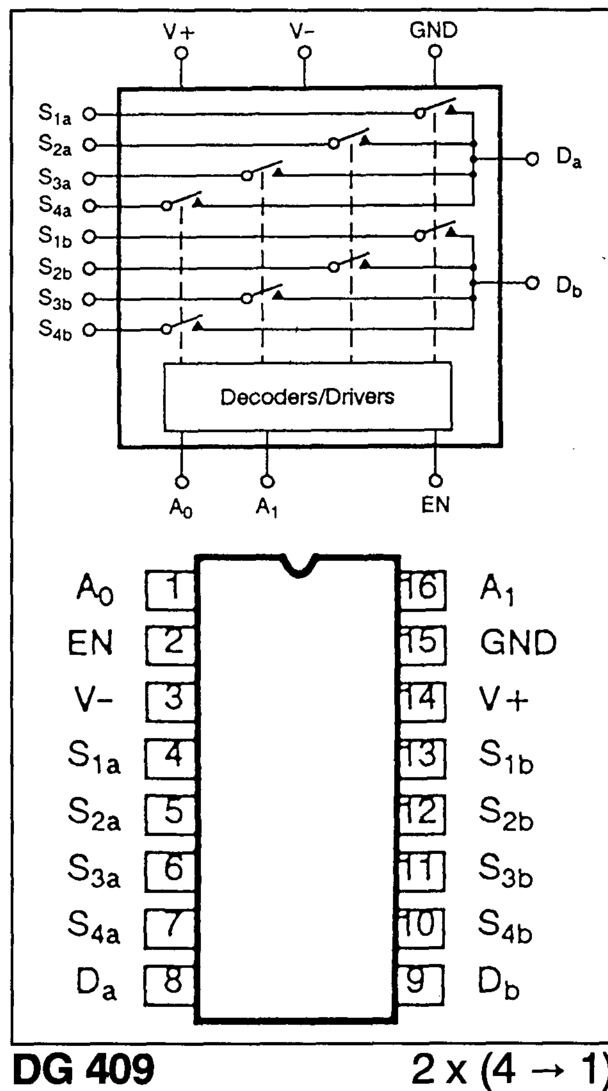


DG 407 2 x (8 → 1)

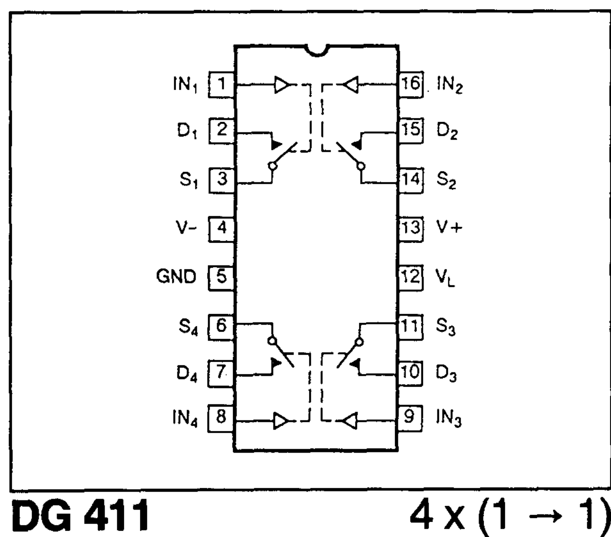
6.26 Schakelaar-IC's



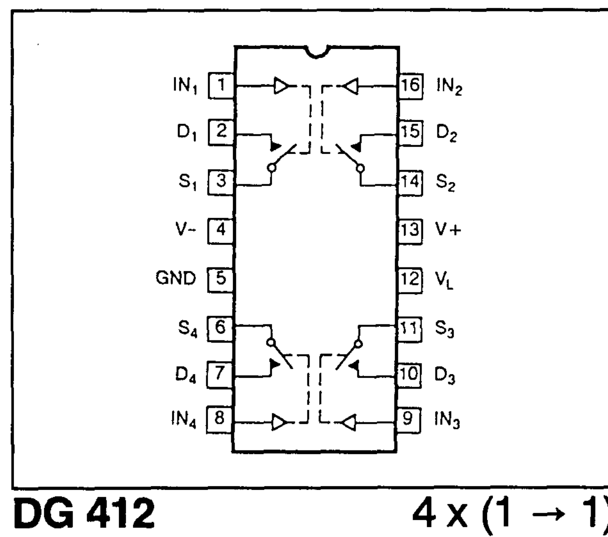
DG 408 1 x (8 → 1)



DG 409 2 x (4 → 1)

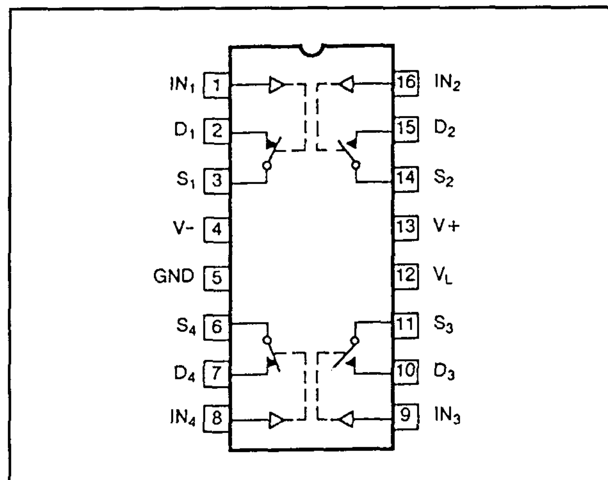


DG 411 4 x (1 → 1)

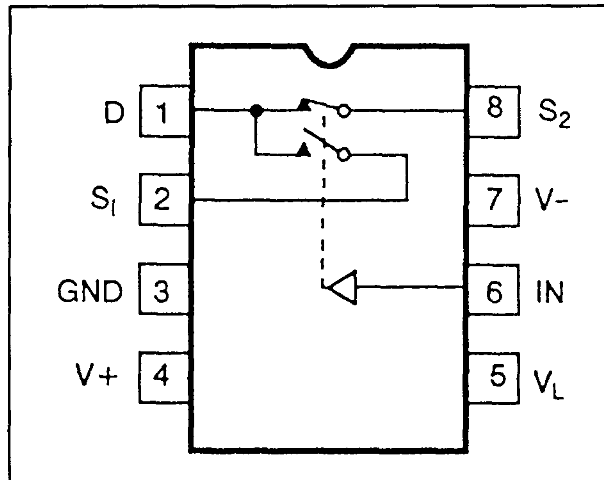


DG 412 4 x (1 → 1)

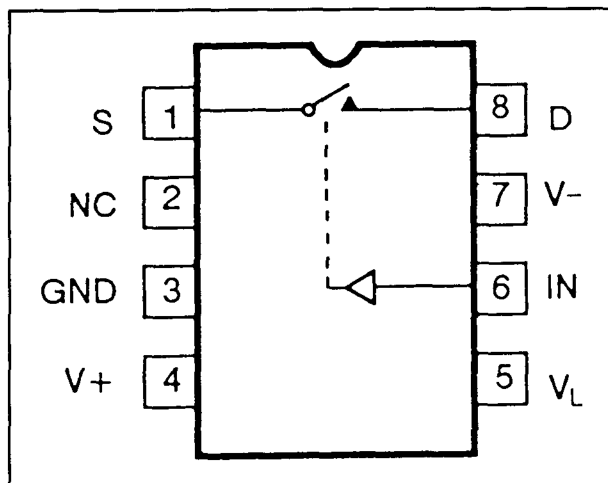
6.26 Schakelaar-IC's



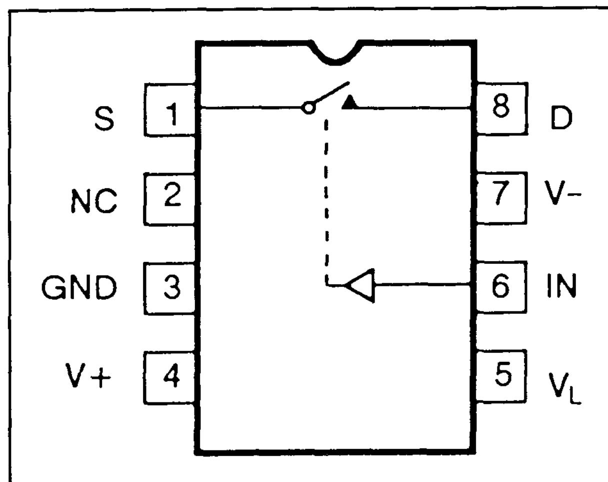
DG 413 4 x (1 → 1)



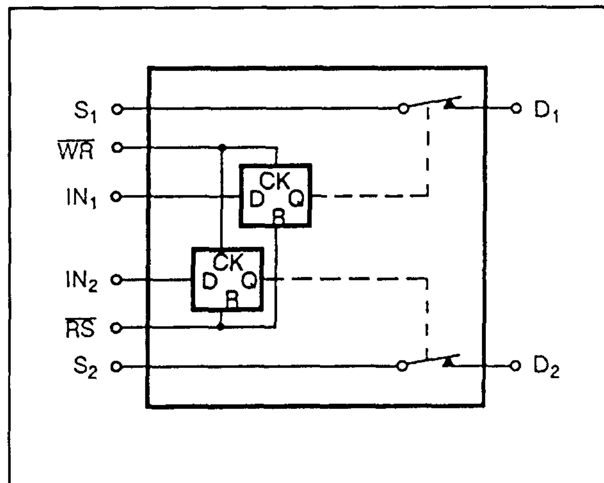
DG 419 1 x (2 → 1)



DG 417 1 x (1 → 1)



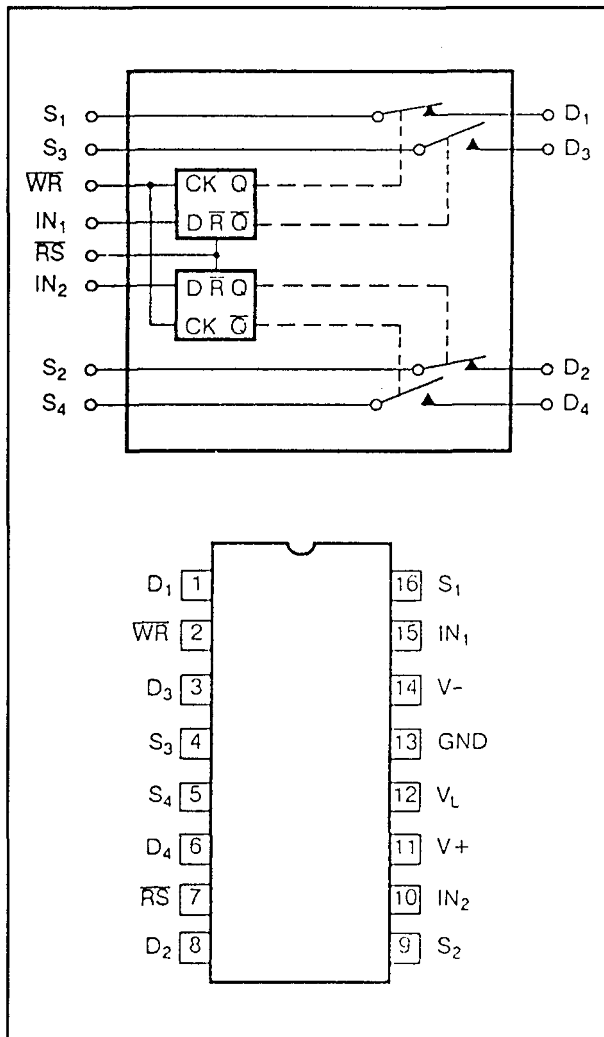
DG 418 1 x (1 → 1)



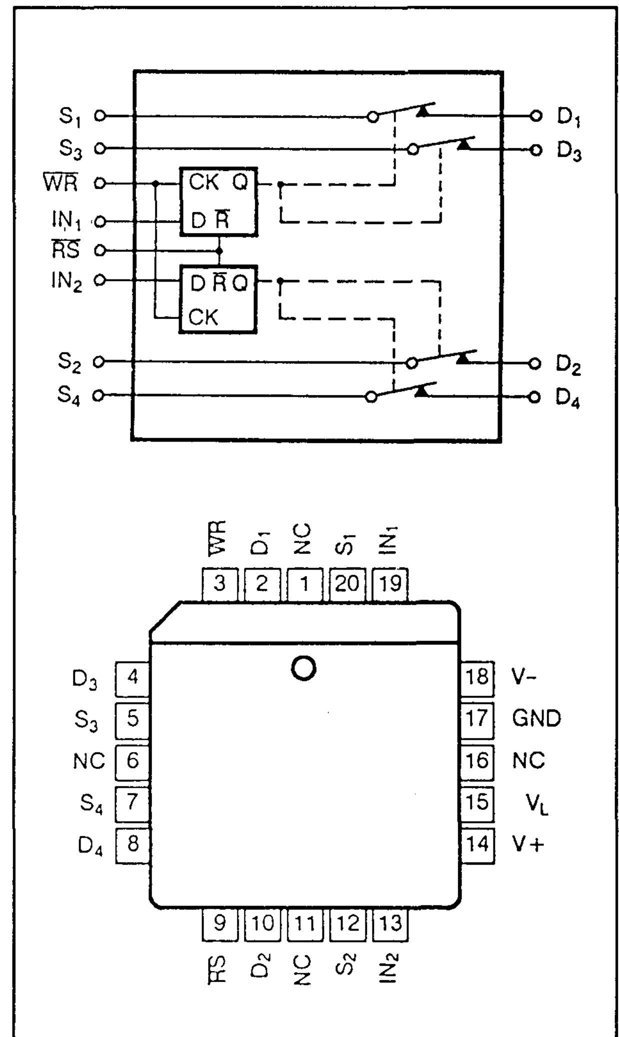
D1	1	16	S1
WR	2	15	IN1
NC	3	14	V-
NC	4	13	GND
NC	5	12	VL
NC	6	11	V+
RS	7	10	IN2
D2	8	9	S2

DG 412 2 x (1 → 1), latched

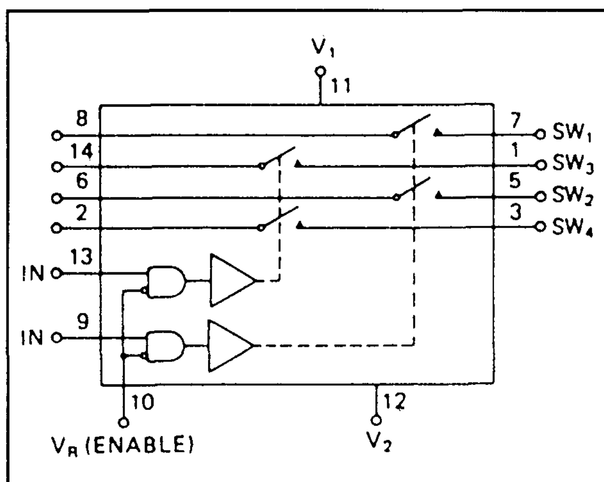
6.26 Schakelaar-IC's



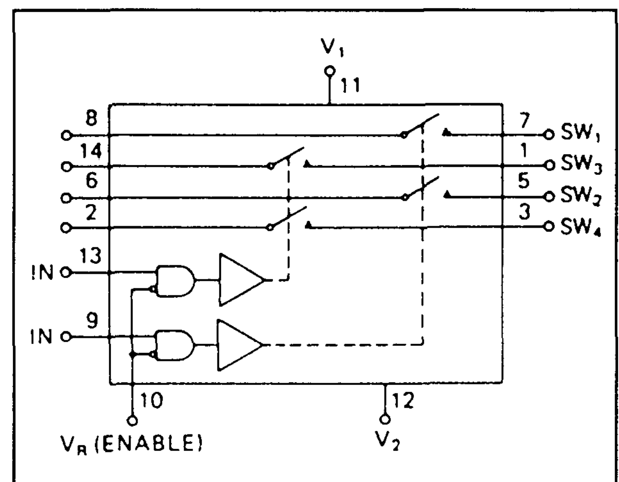
DG 423 2 x (2 → 2), latched



DG 425 2 x (2 → 2), latched

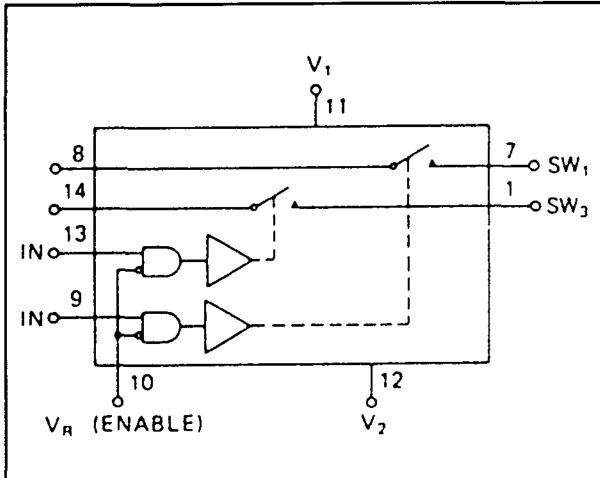


DG 429 2 x (2 → 2)

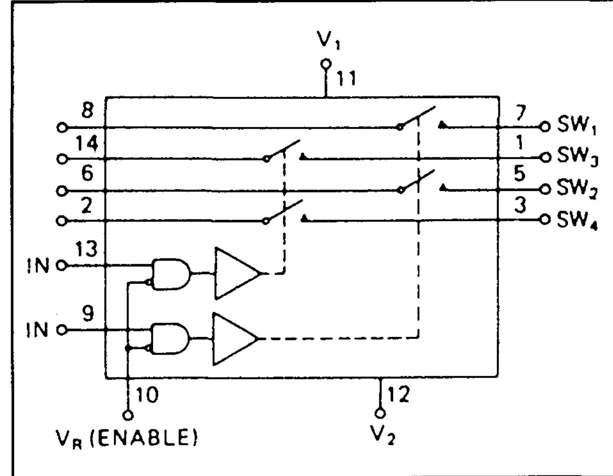


DG 426 2 x (2 → 2)

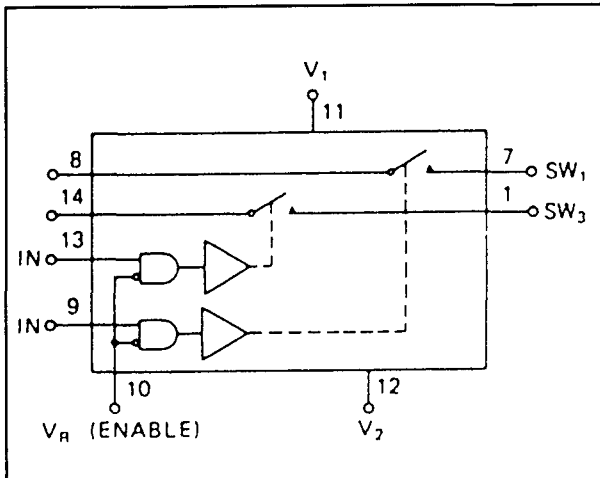
6.26 Schakelaar-IC's



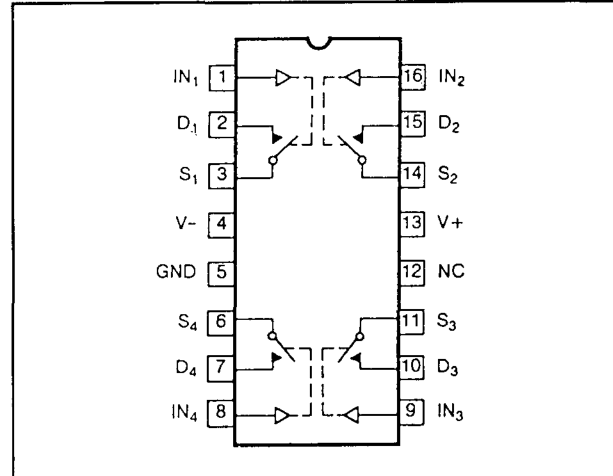
DG 433 2 x (1 → 1)



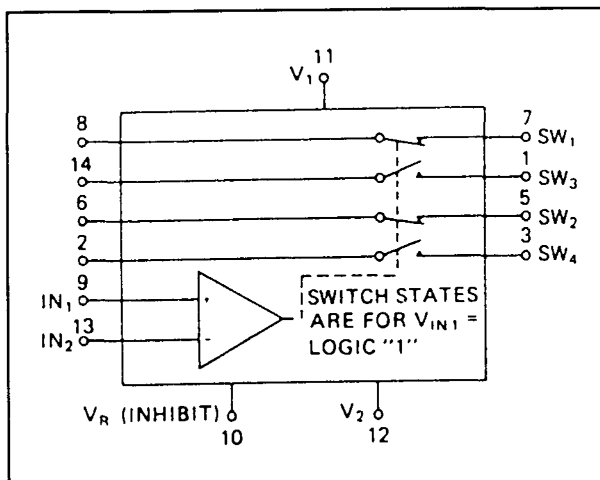
DG 440 2 x (2 → 2)



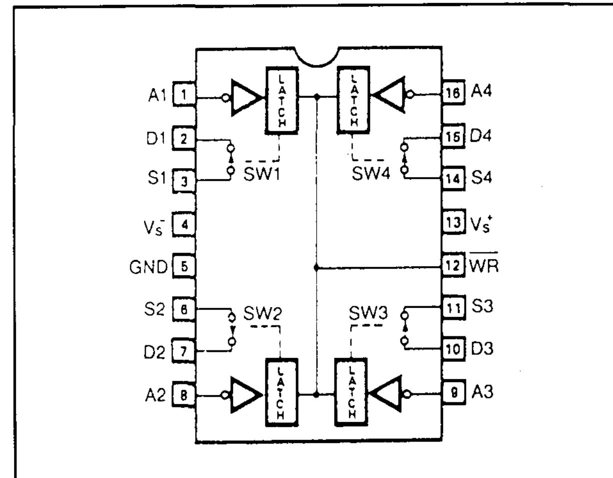
DG 434 2 x (1 → 1)



DG 441 4 x (1 → 1)

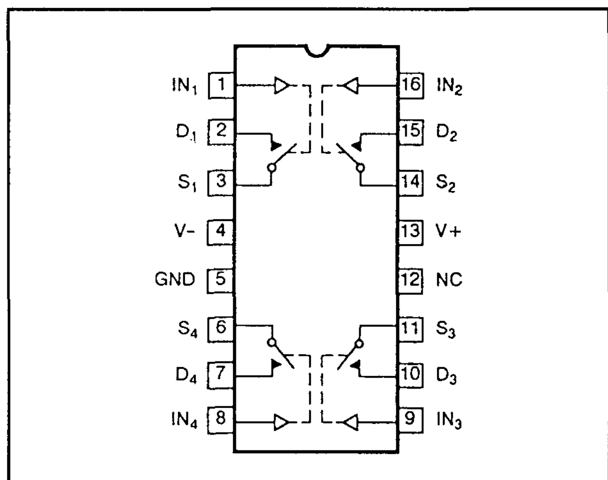


DG 439 1 x (4 → 4)

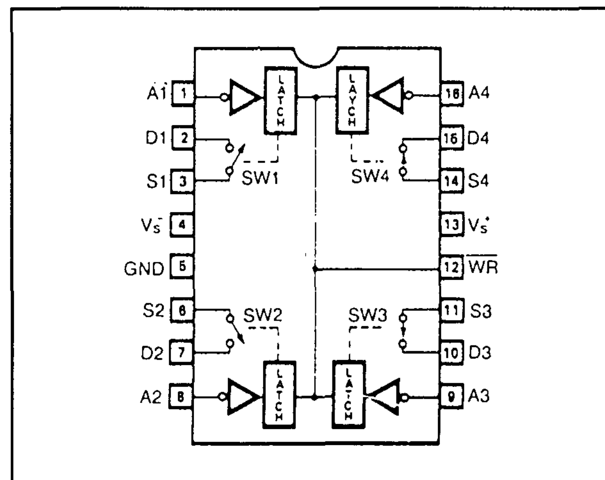


TSC 441 4 x (1 → 1), latched

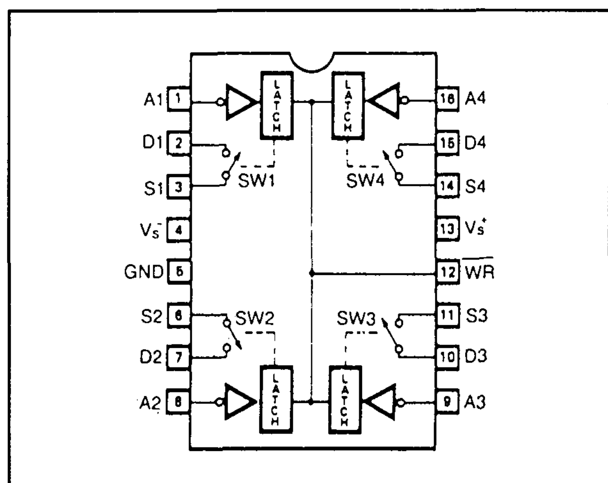
6.26 Schakelaar-IC's



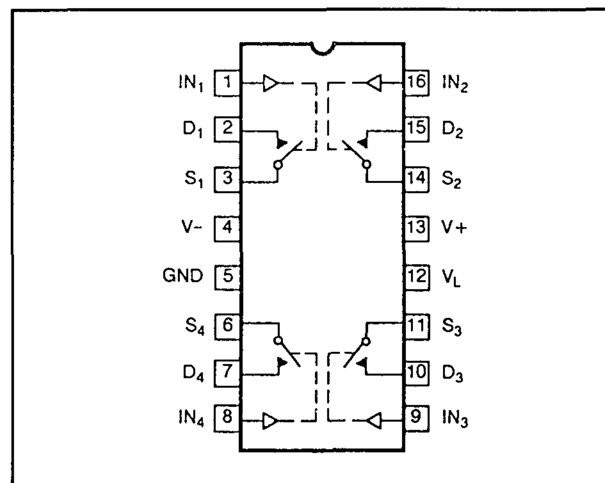
DG 442 4 x (1 → 1)



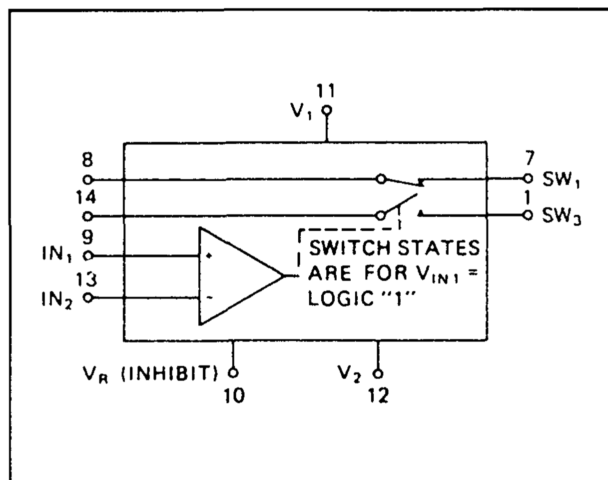
TSC 443 4 x (1 → 1), latched



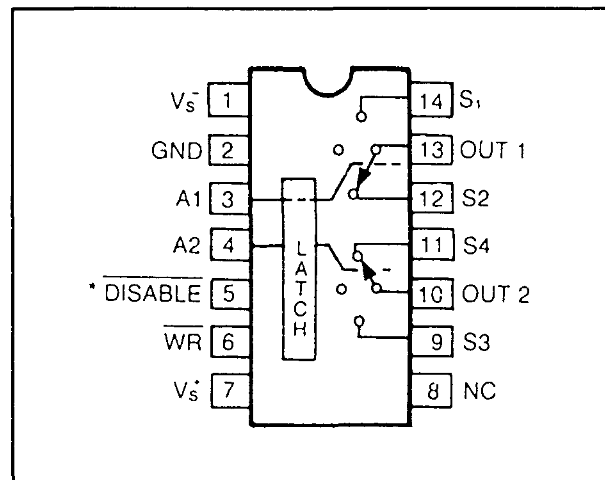
TSC 442 4 x (1 → 1), latched



DG 444 4 x (1 → 1)

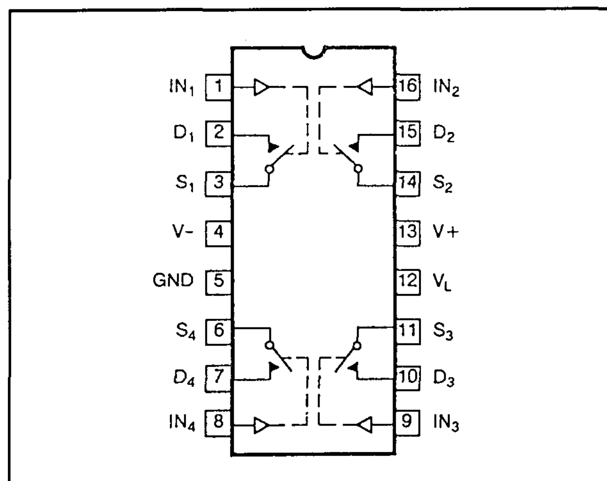


DG 443 1 x (2 → 2)

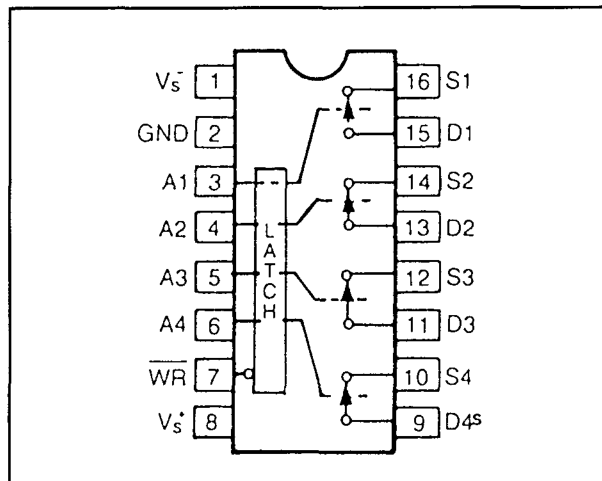


TSC 444 2 x (2 → 1), latched

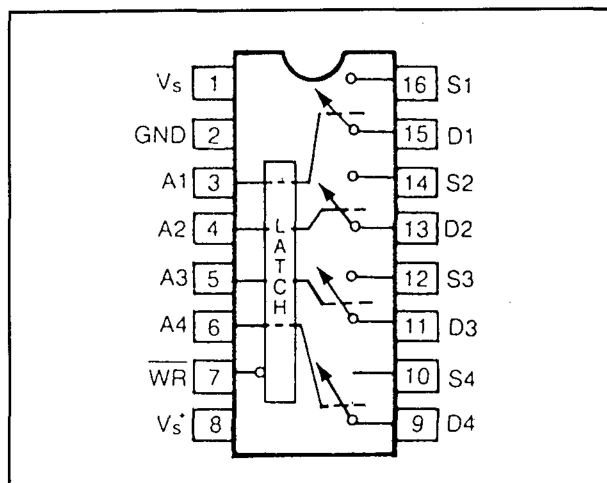
6.26 Schakelaar-IC's



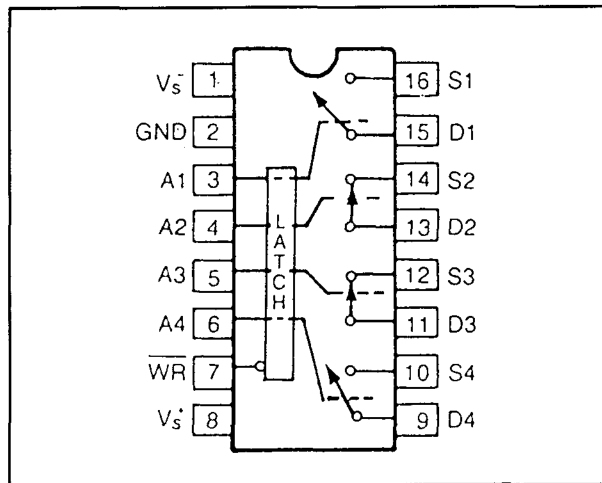
DG 445 4 x (1 → 1)



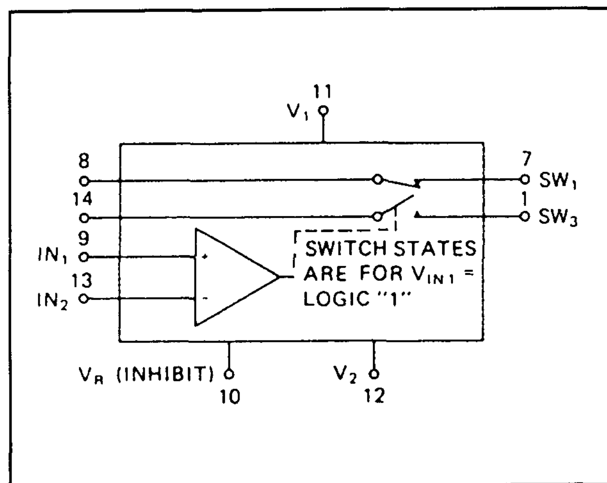
TSC 446 4 x (1 → 1), latched



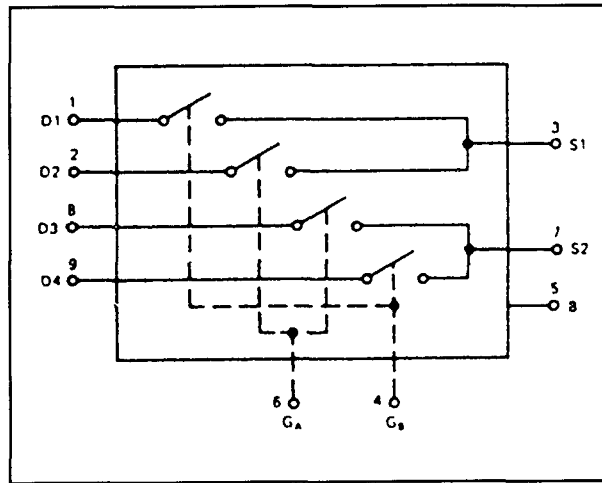
TSC 445 4 x (1 → 1), latched



TSC 447 4 x (1 → 1), latched

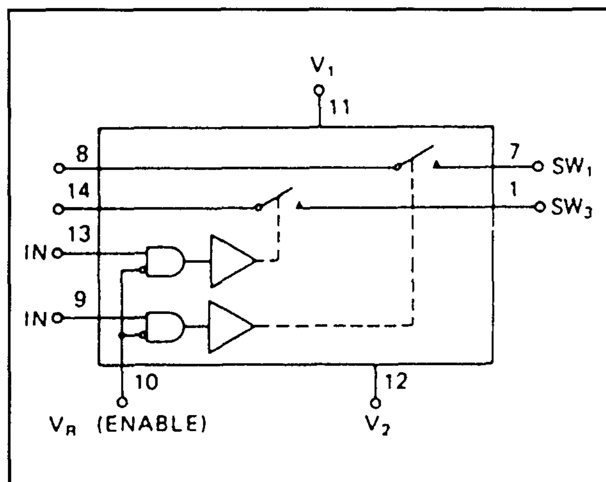


DG 446 1 x (2 → 2)

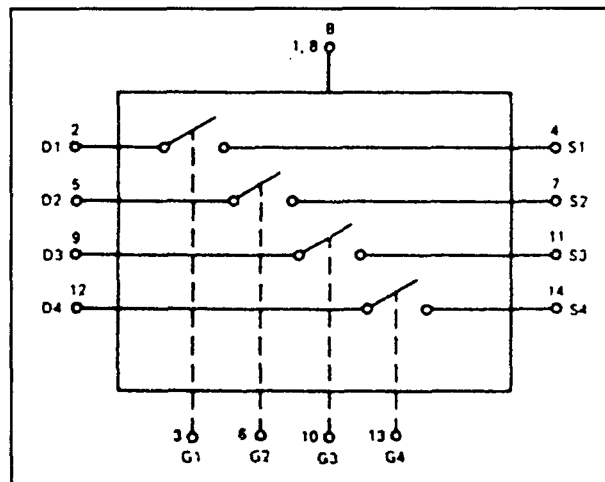


MM 450 2 x (2 → 1)

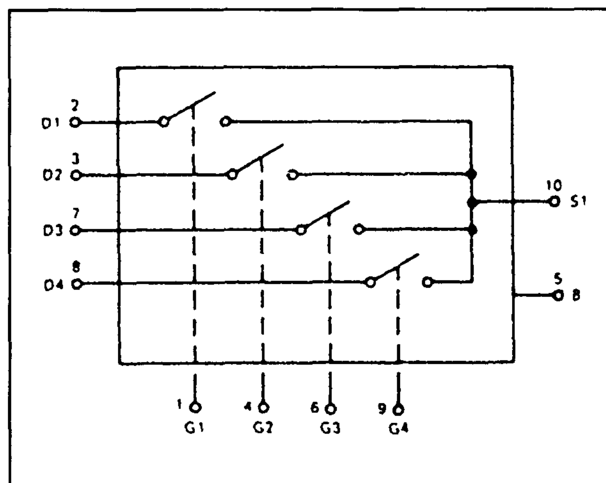
6.26 Schakelaar-IC's



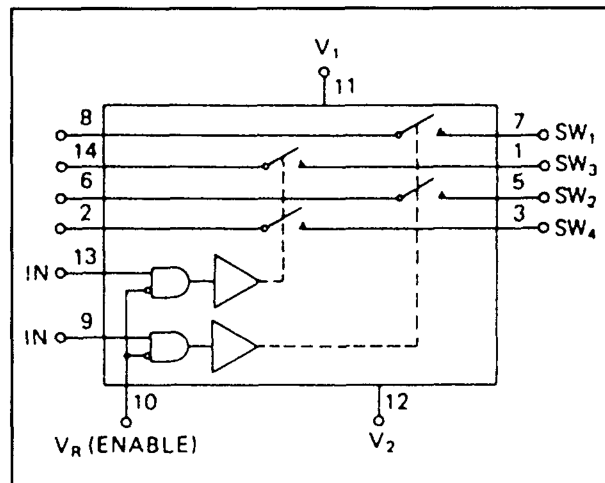
DG 451 2 x (1 → 1)



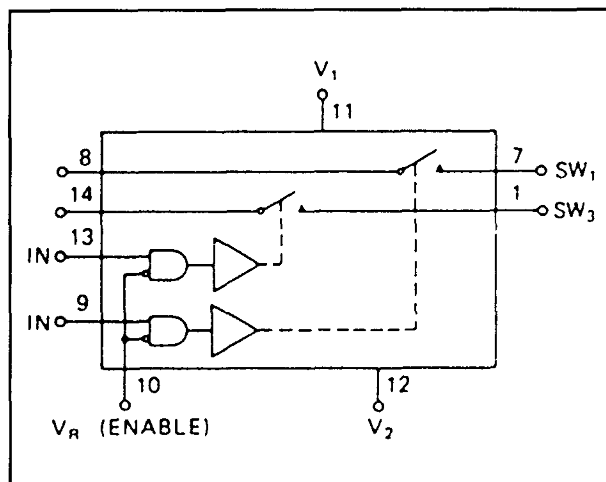
MM 452 4 x (1 → 1)



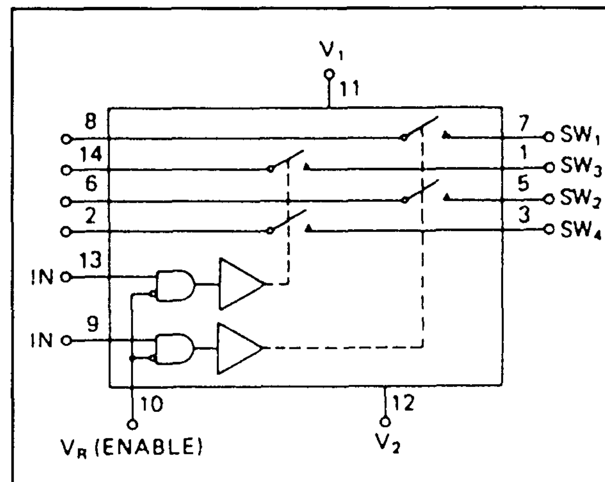
MM 451 1 x (4 → 1)



DG 453 2 x (2 → 2)

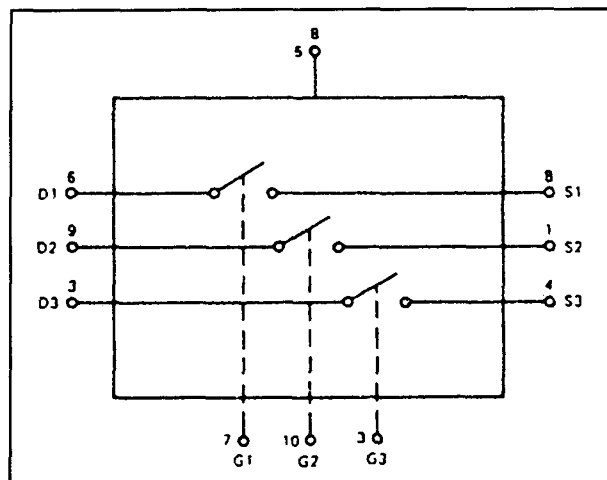


DG 452 2 x (1 → 1)

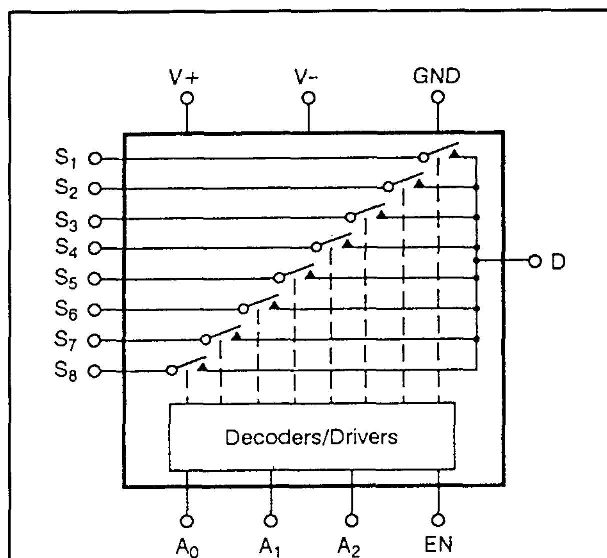


DG 454 2 x (2 → 2)

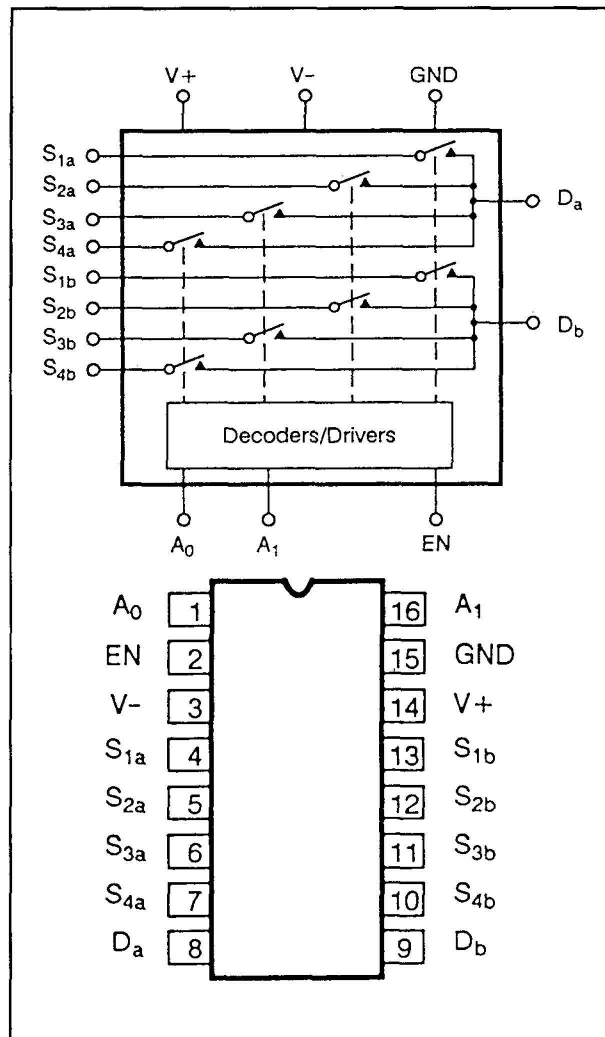
6.26 Schakelaar-IC's



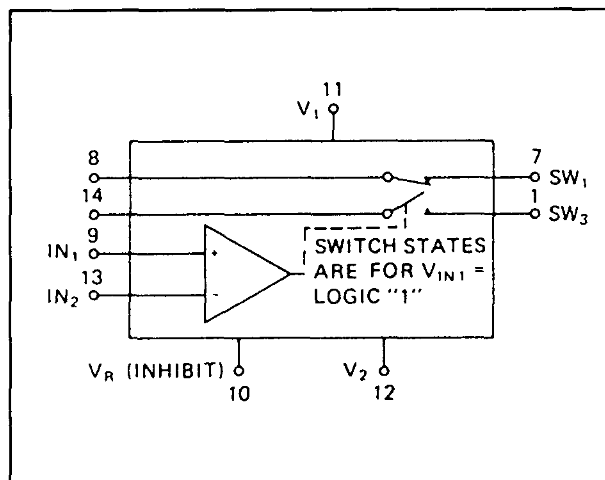
MM 455 3 x (1 → 1)



DG 458 1 x (8 → 1)

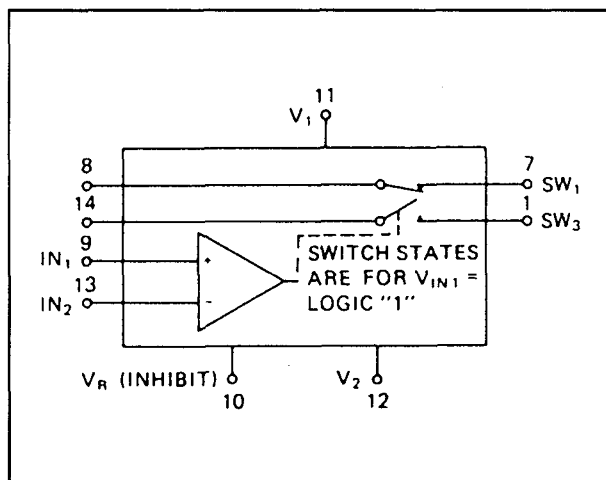


DG 459 2 x (4 → 1)

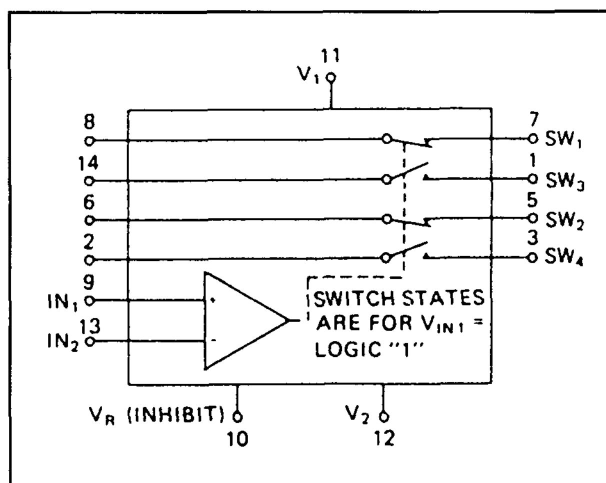


DG 461 1 x (2 → 2)

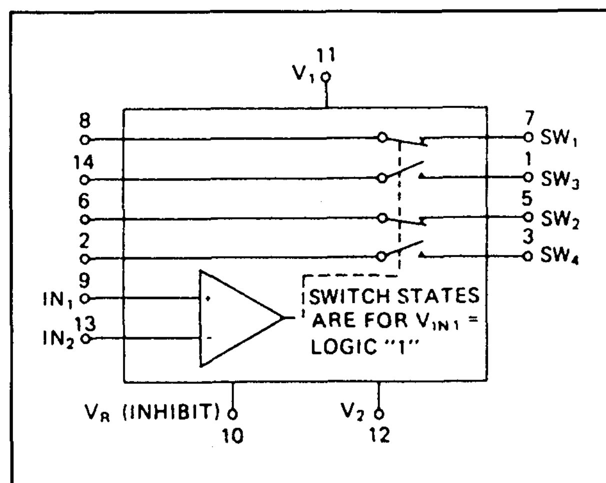
6.26 Schakelaar-IC's



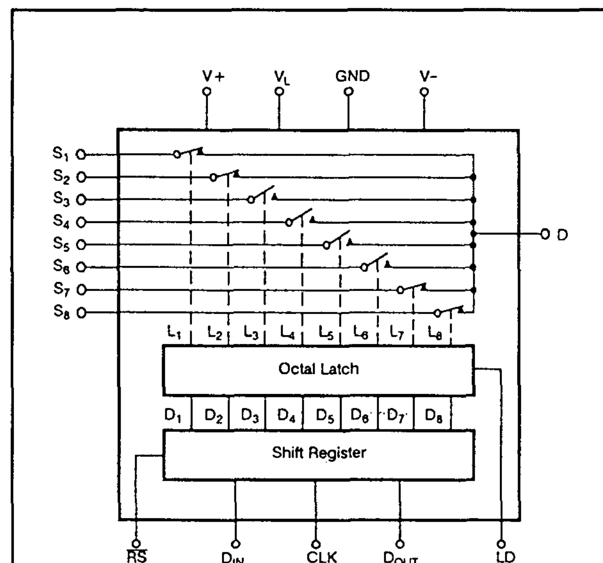
DG 462 1 x (2 → 2)

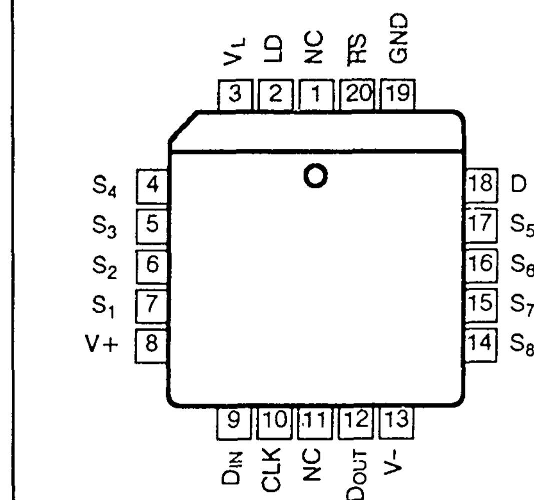


DG 463 1 x (4 → 4)



DG 464 1 x (4 → 4)

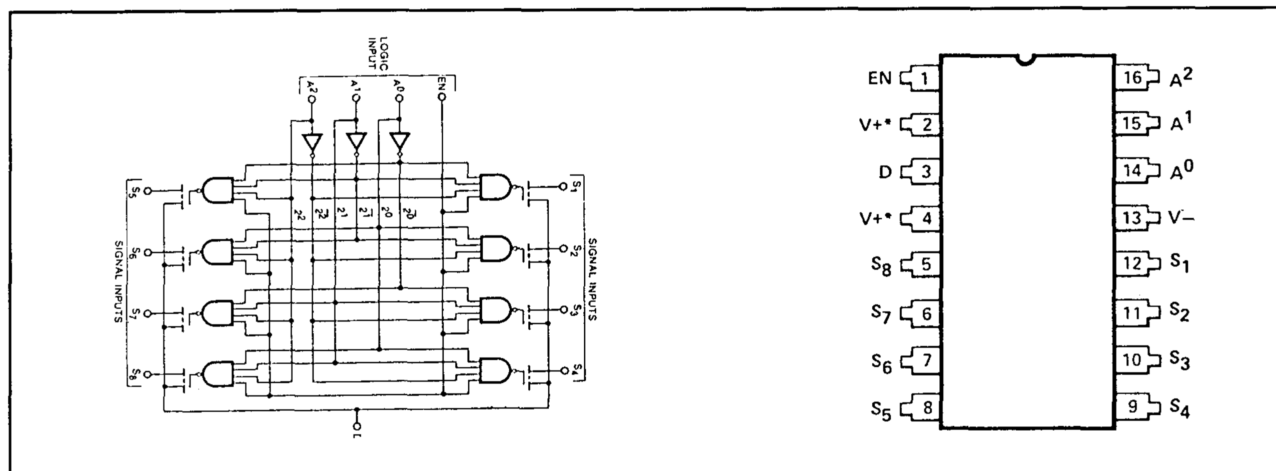




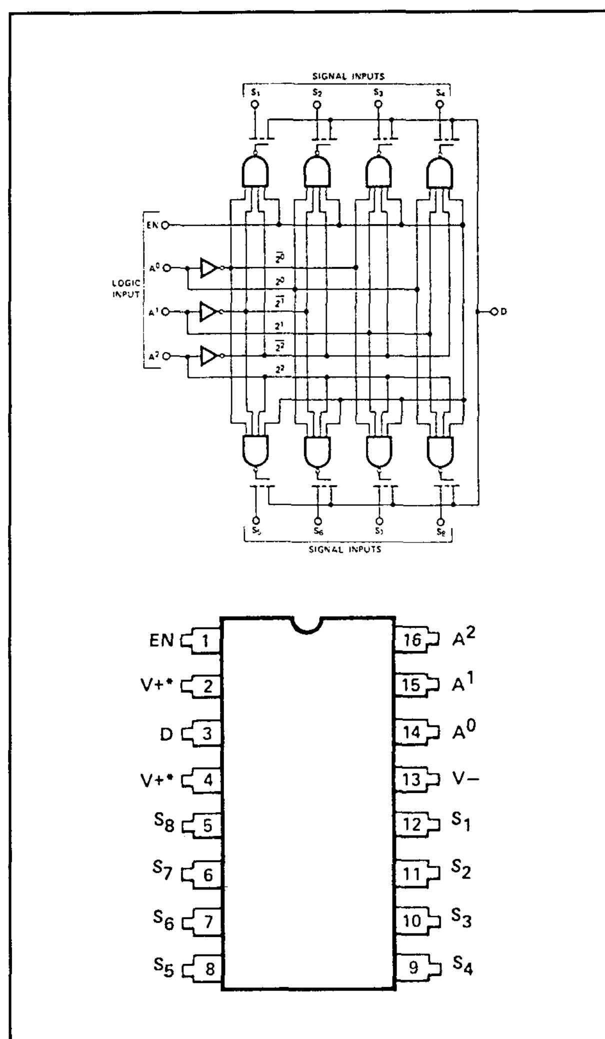
LD	1	18	$\overline{RS}$
V_L	2	17	GND
S_4	3	16	D
S_3	4	15	S_5
S_2	5	14	S_6
S_1	6	13	S_7
V+	7	12	S_8
D_{IN}	8	11	V-
CLK	9	10	D_{OUT}

DG 485 1 x (8 → 1), latched

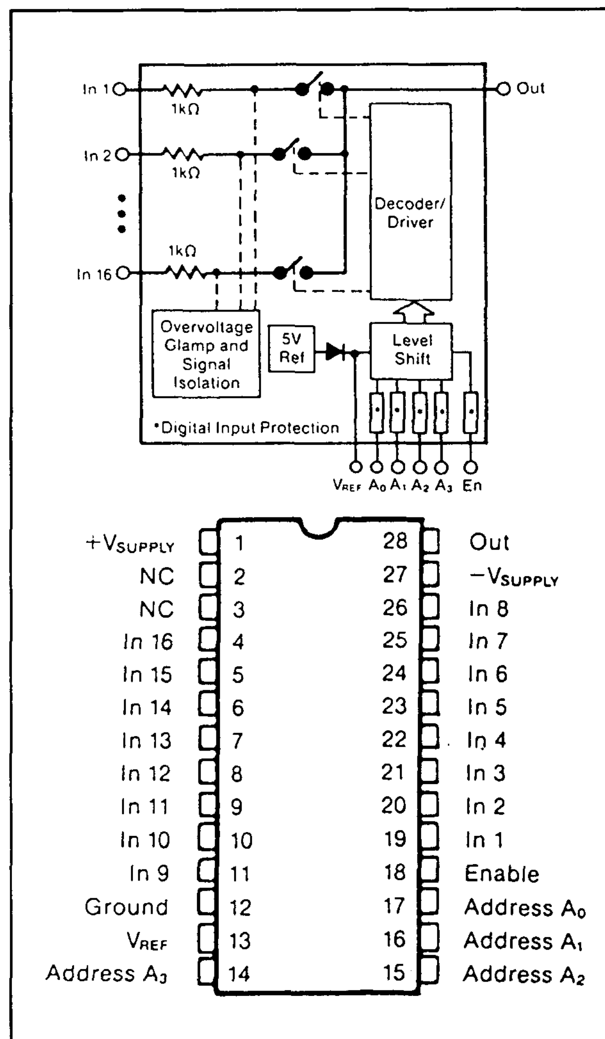
6.26 Schakelaar-IC's



DG 501 1 x (8 → 1)

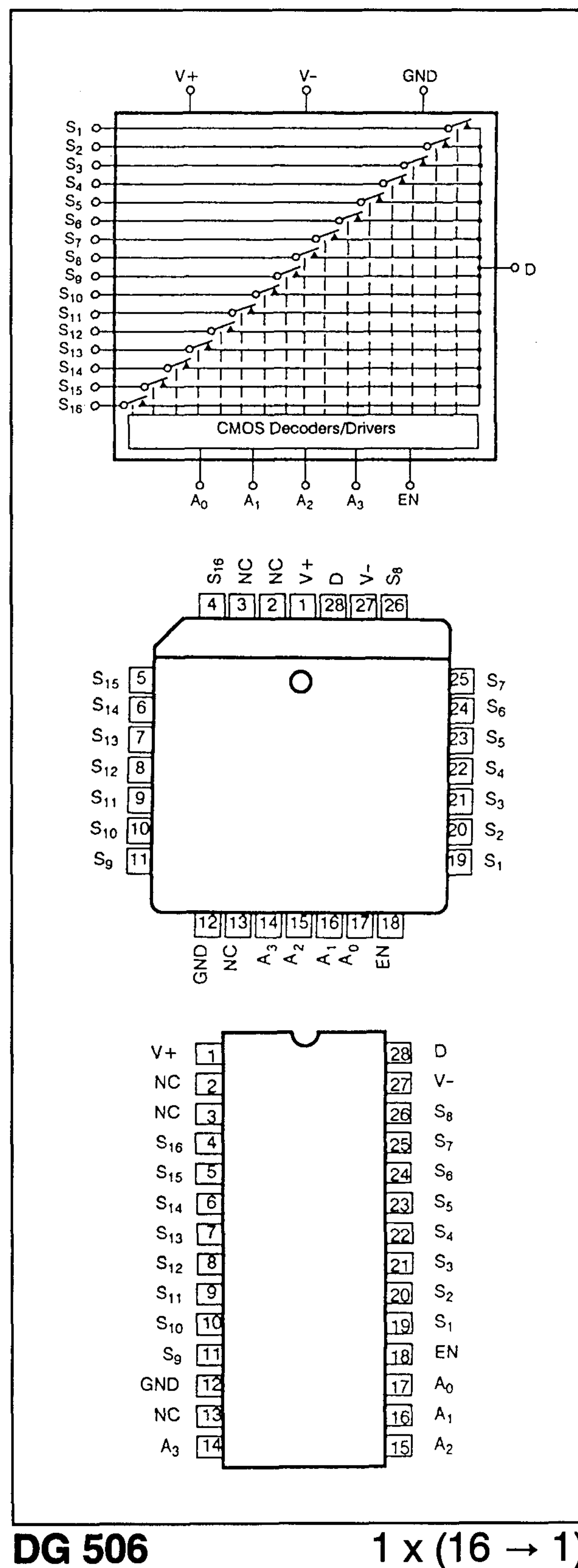


DG 503 1 x (8 → 1)

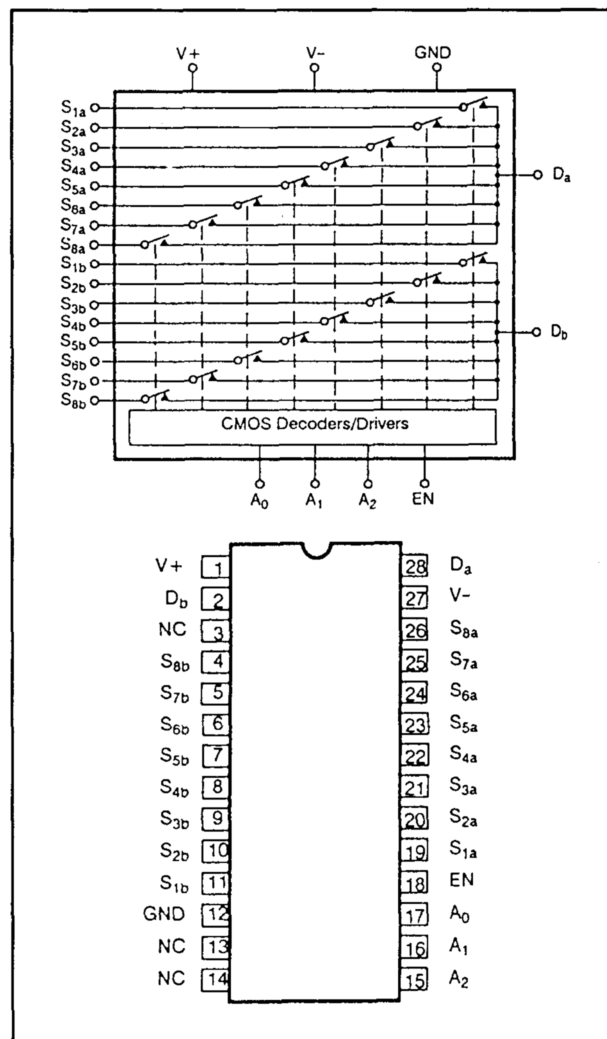


HI-506 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

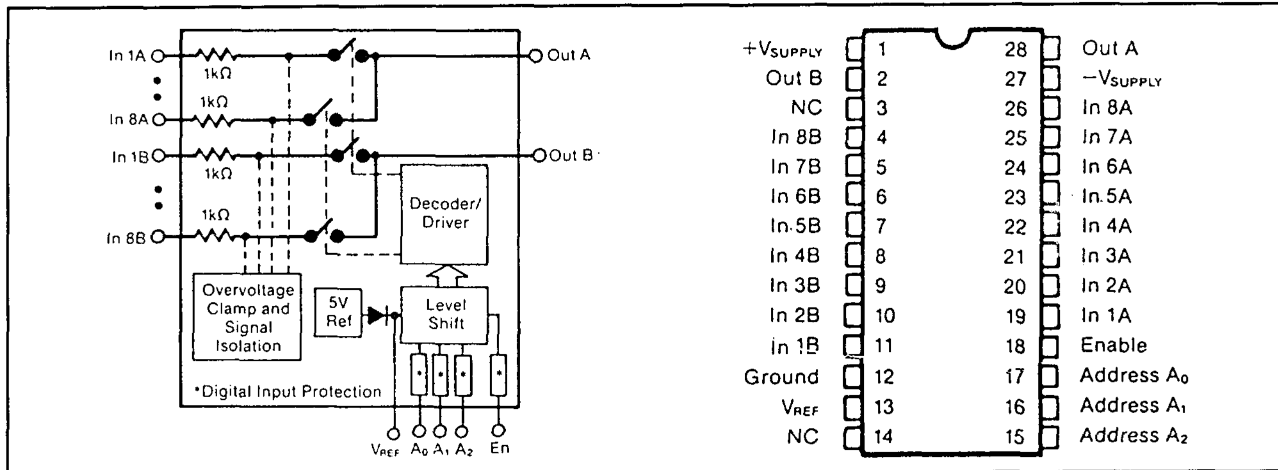


DG 506 1 x (16 → 1)

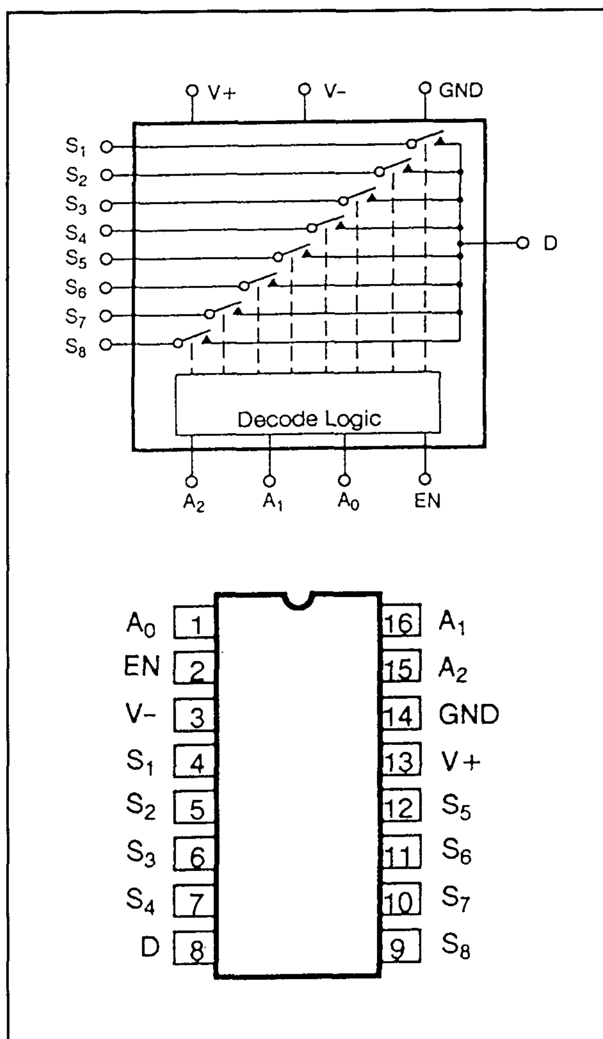


DG 507 2 x (8 → 1)

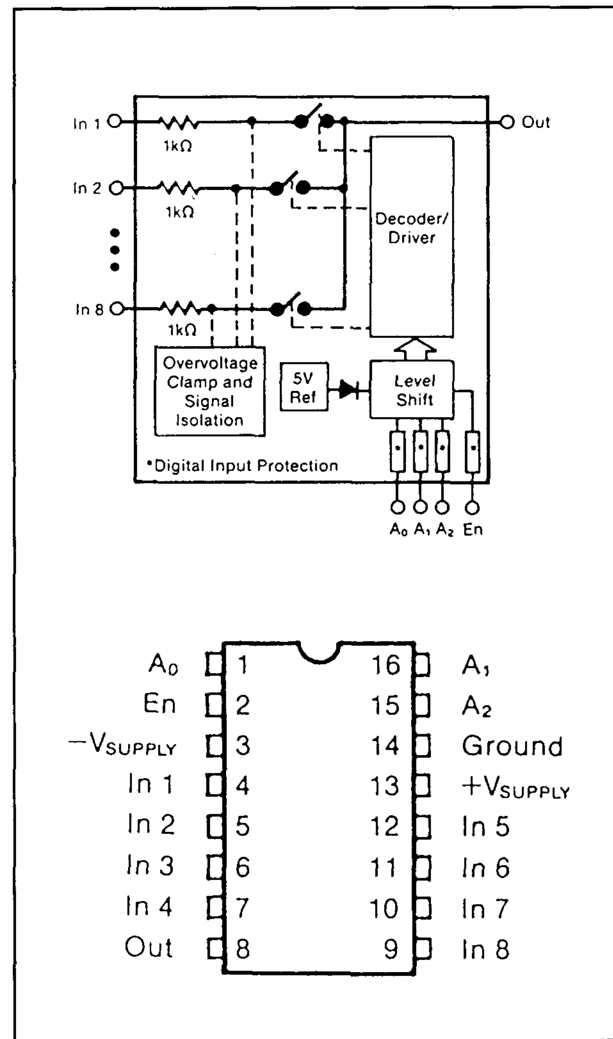
6.26 Schakelaar-IC's



HI-507 2 x (8 → 1)

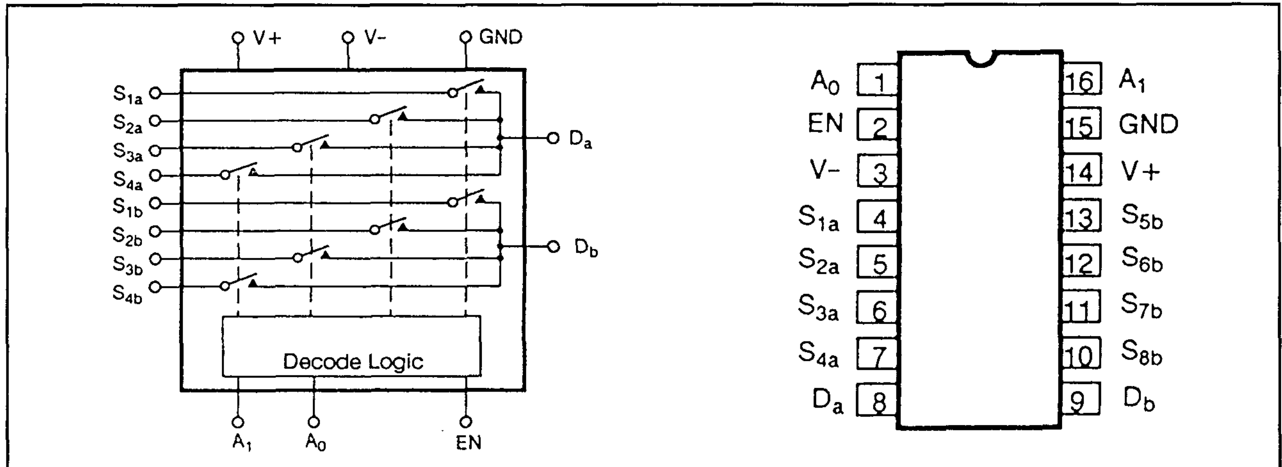


DG 508 1 x (8 → 1)

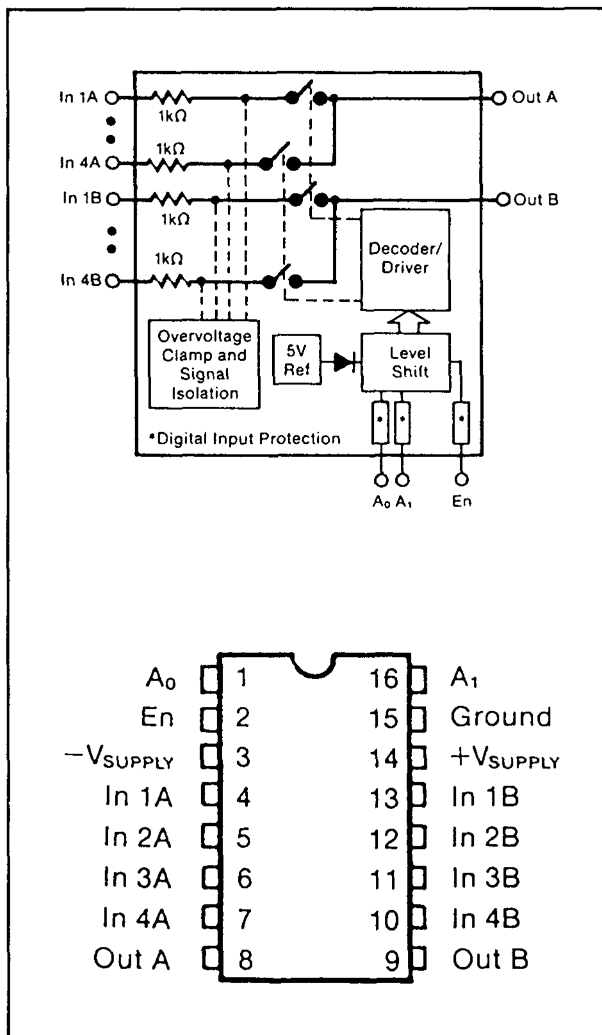


HI-508 1 x (8 → 1)

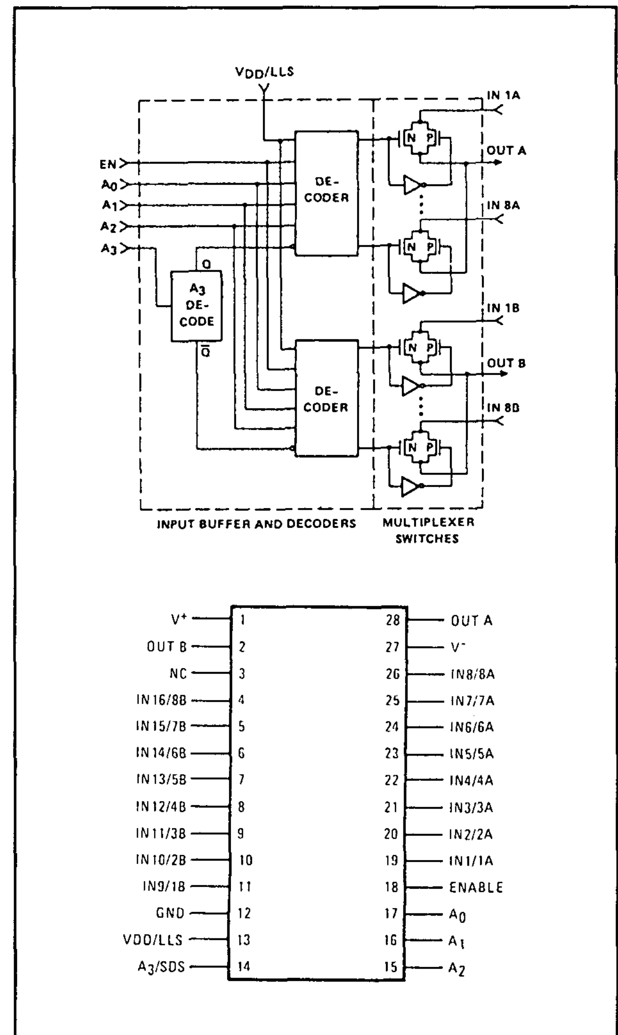
6.26 Schakelaar-IC's



DG 509 2 x (4 → 1)

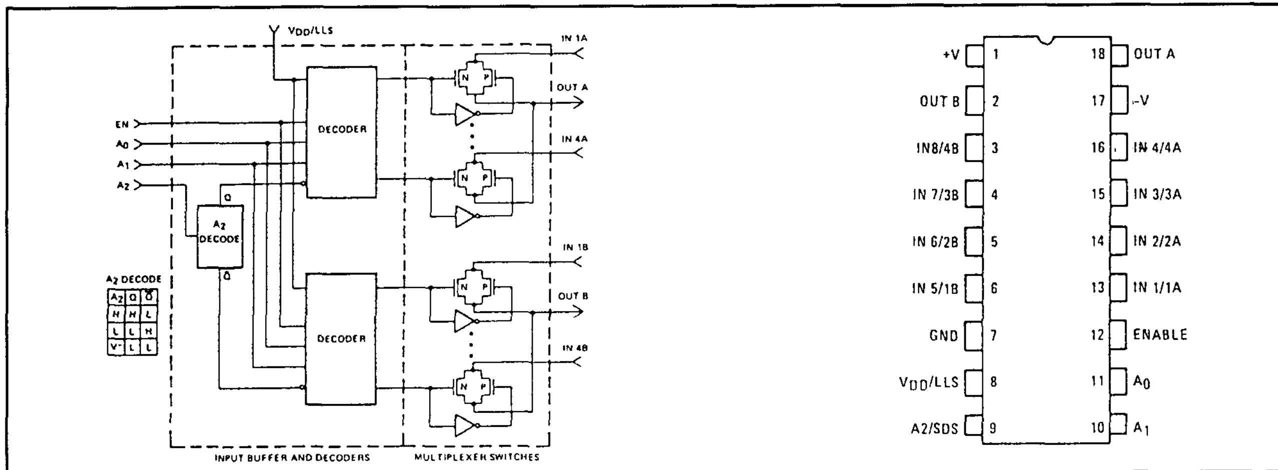


HI-509 2 x (4 → 1)

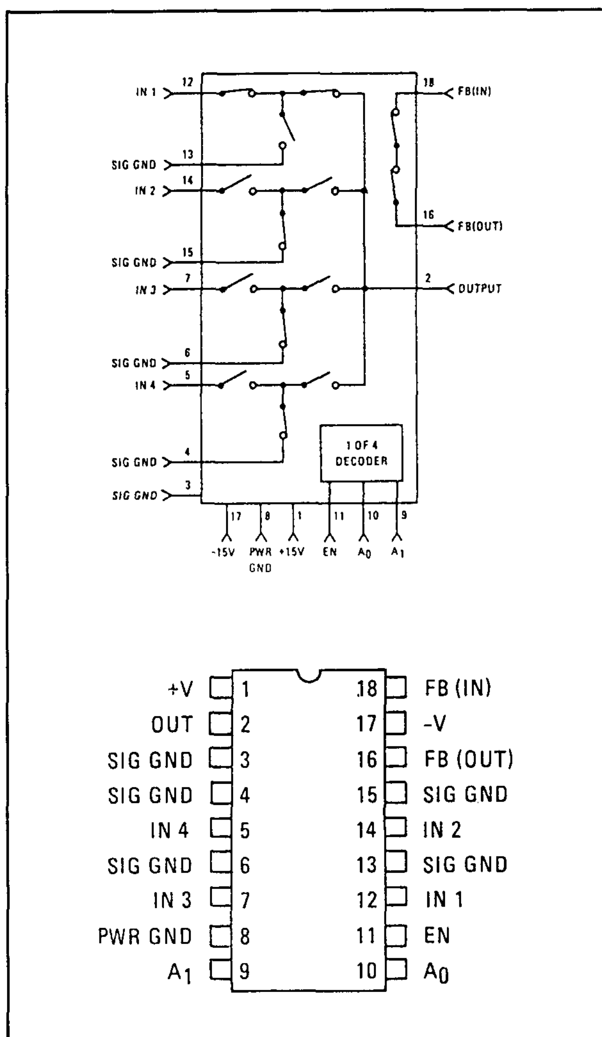


HI-516 2 x (8 → 1)

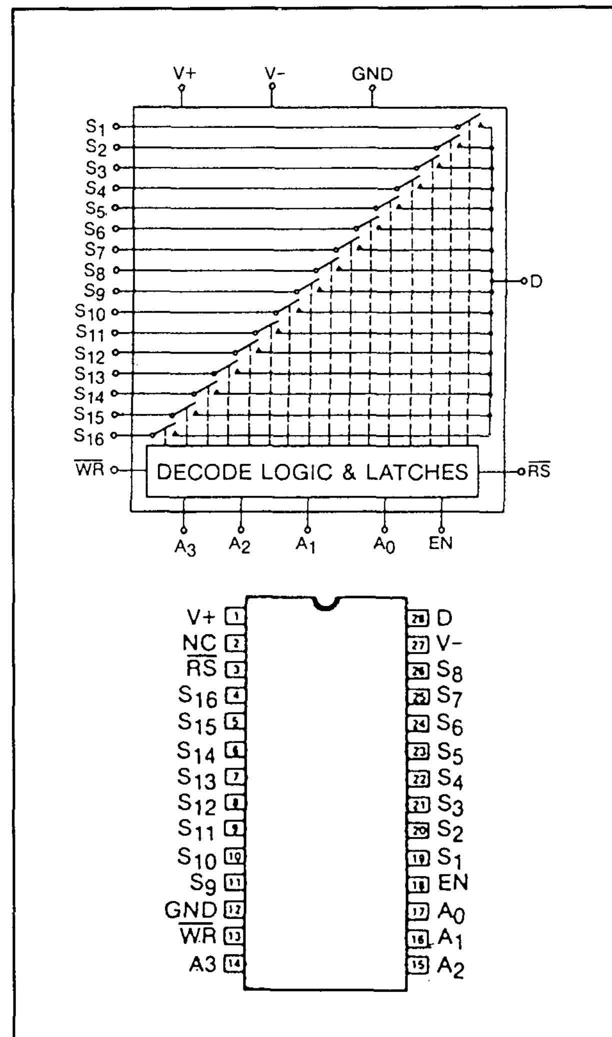
6.26 Schakelaar-IC's



HI-518 2 x (4 → 1)

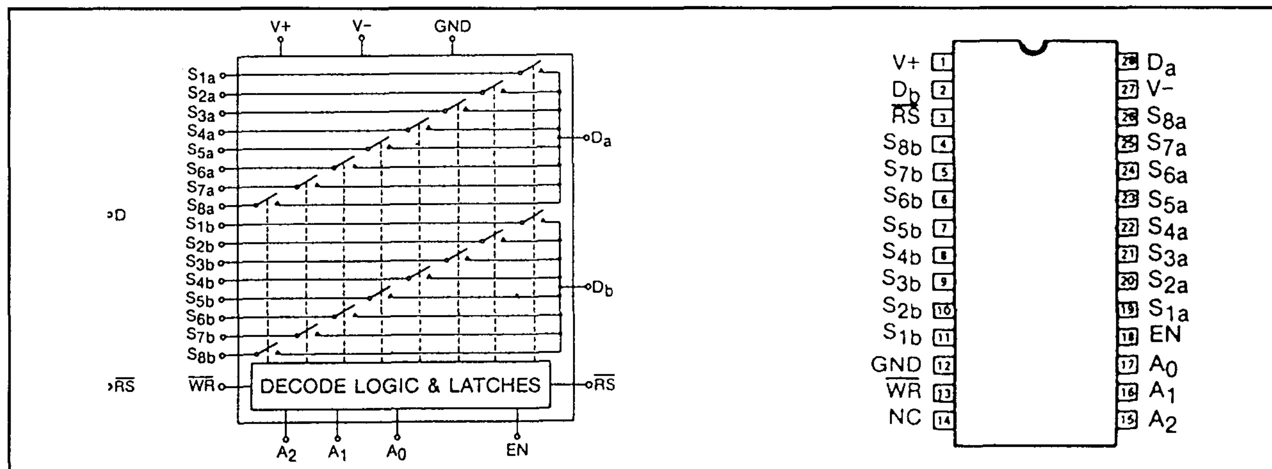


HI-524 speciaal

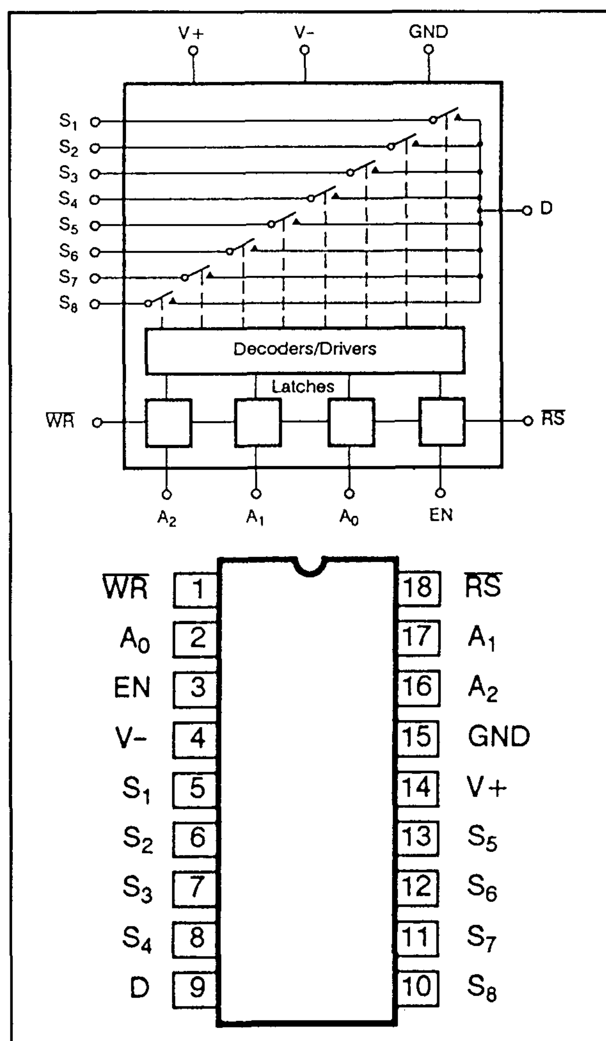


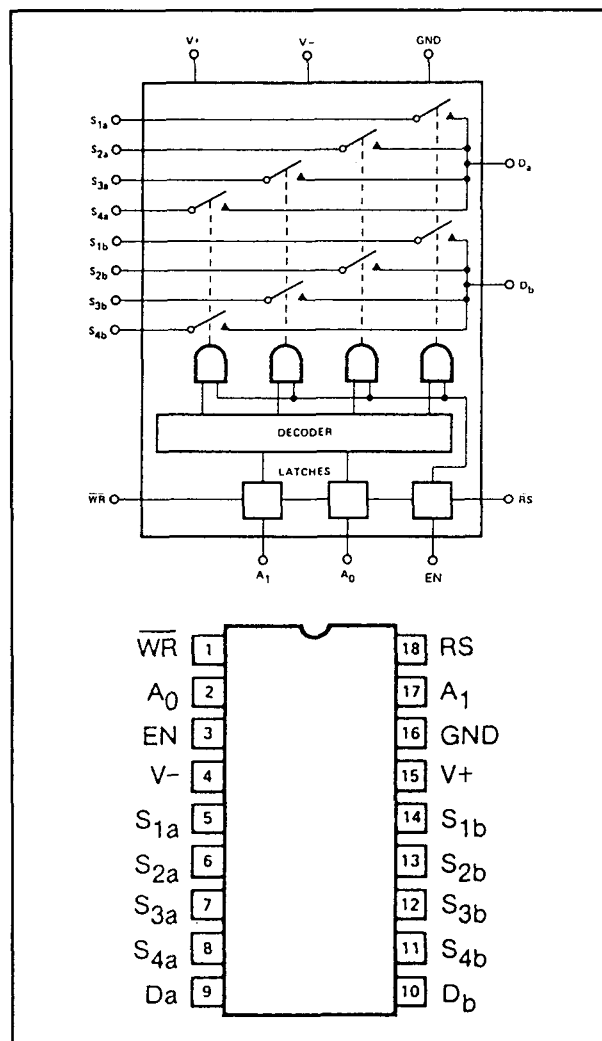
DG 526 1 x (16 → 1), latched

6.26 Schakelaar-IC's



DG 527 2 x (8 → 1), latched

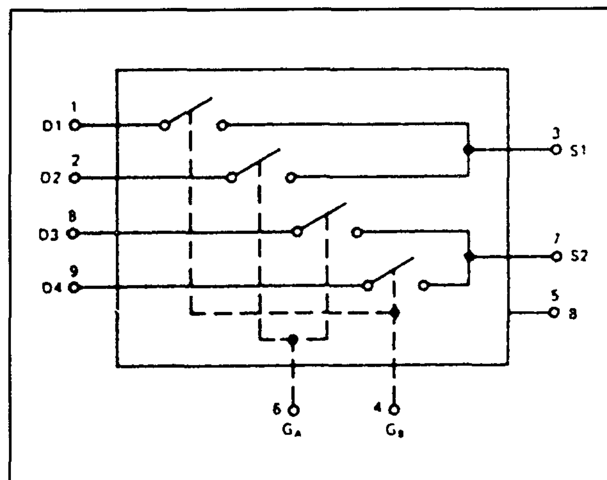




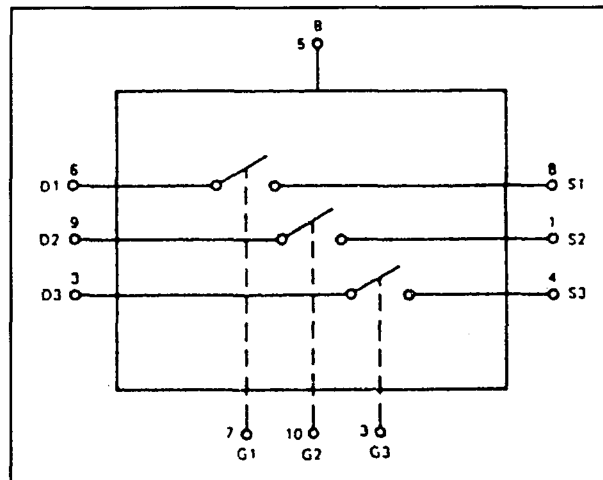
DG 528 1 x (8 → 1), latched

DG 529 2 x (4 → 1), latched

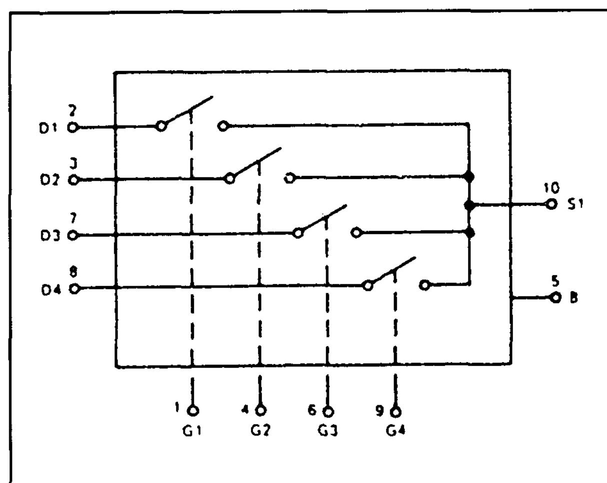
6.26 Schakelaar-IC's



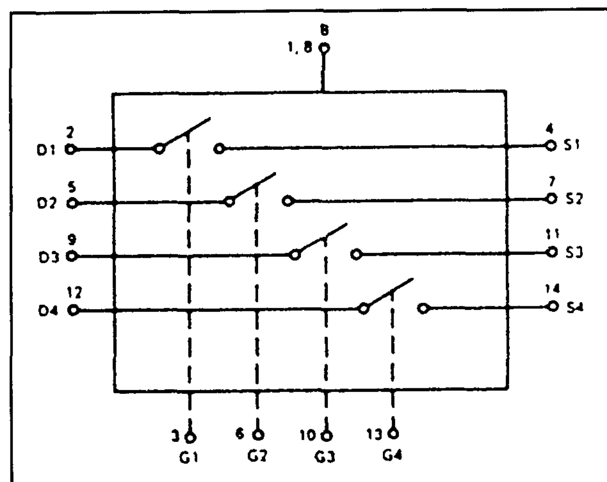
MM 550 2 x (2 → 1)



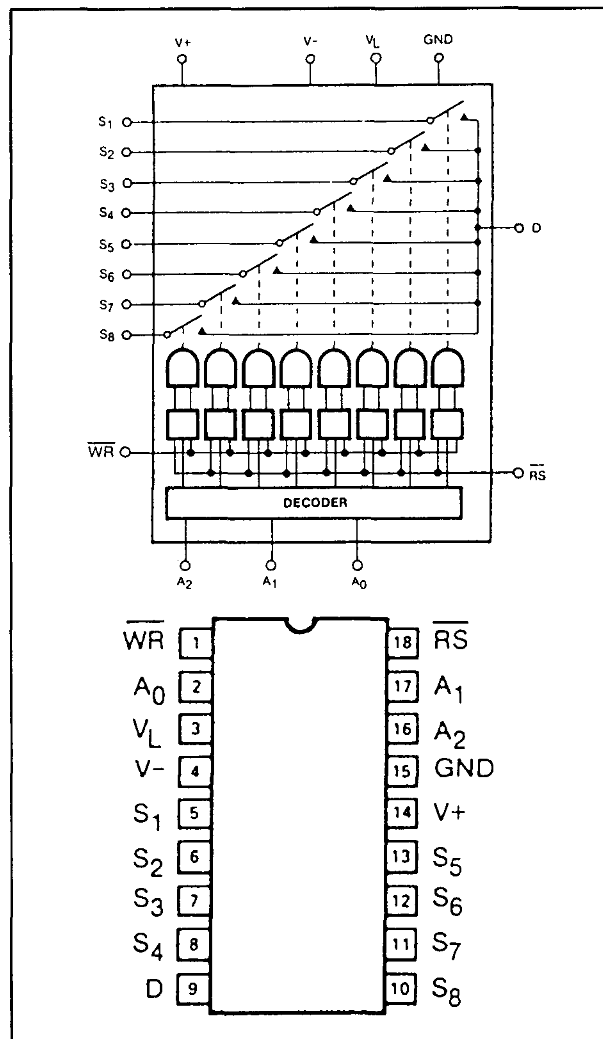
MM 555 3 x (1 → 1)



MM 551 1 x (4 → 1)

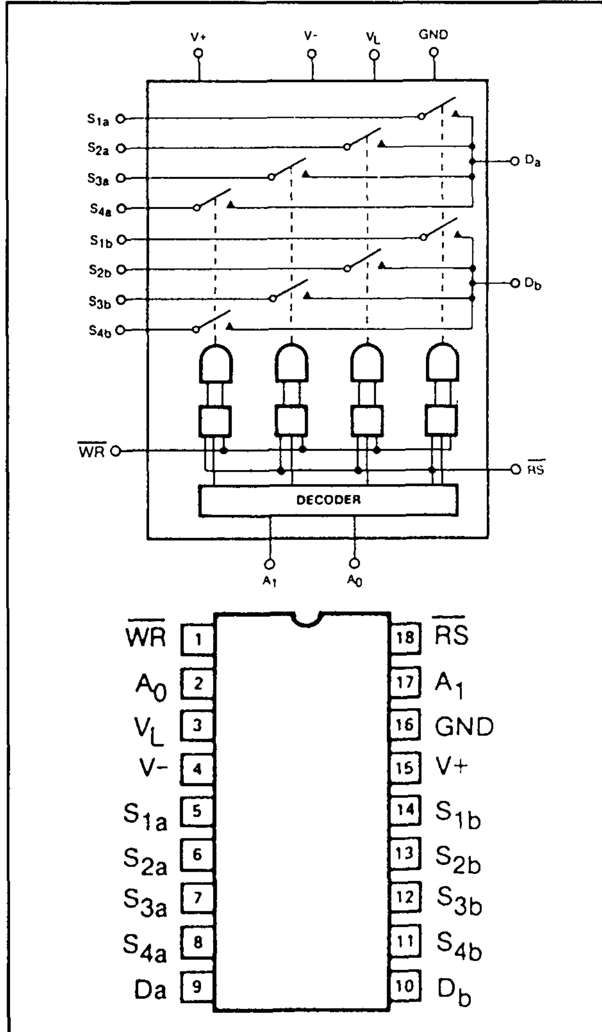


MM 552 4 x (1 → 1)

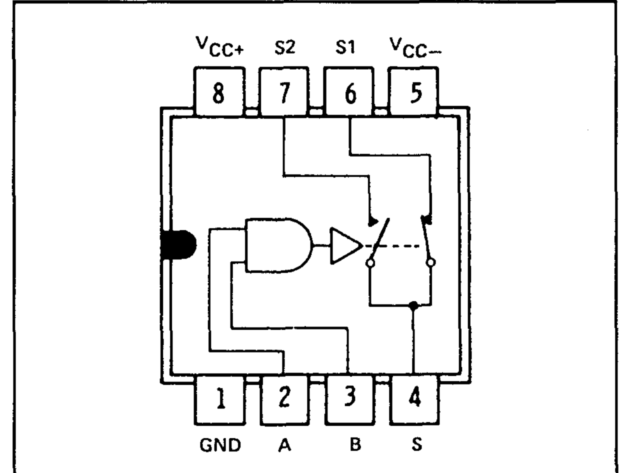


DG 568 1 x (8 → 1), latched

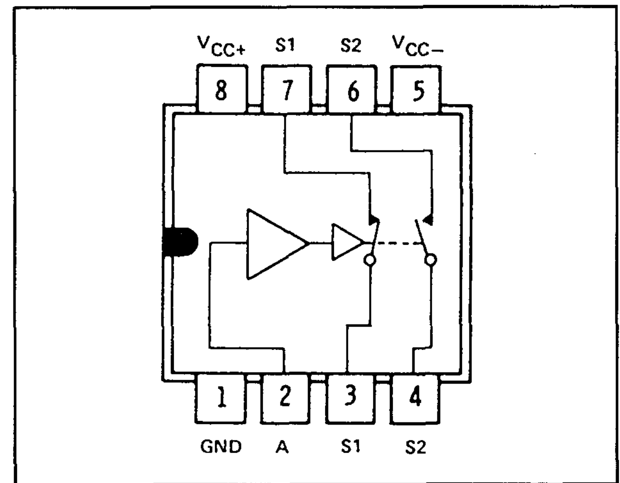
6.26 Schakelaar-IC's



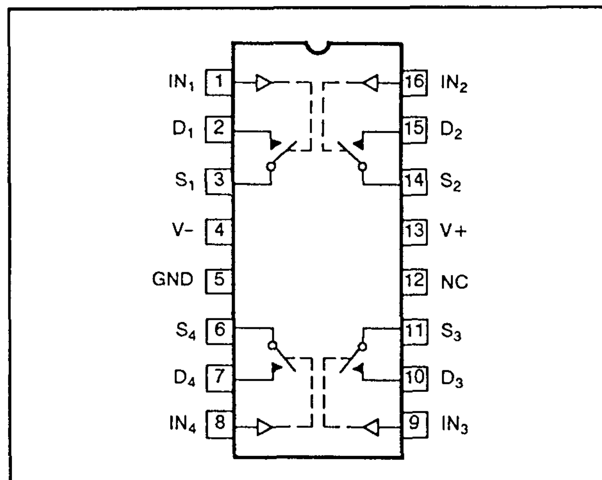
DG 569 2 x (4 → 1), latched



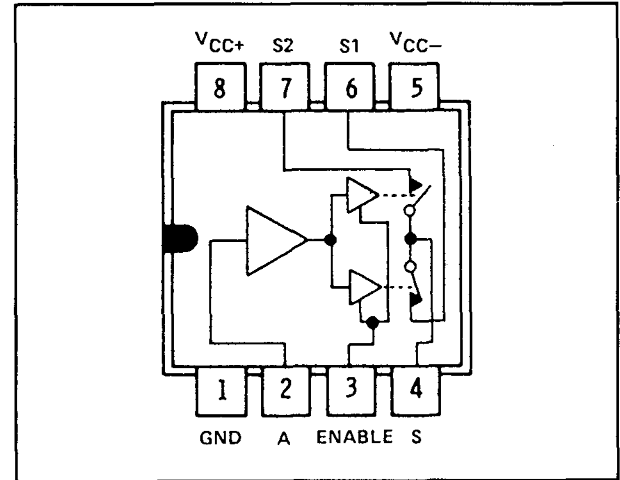
TL 601 1 x (2 → 1)



TL 604 1 x (2 → 2)

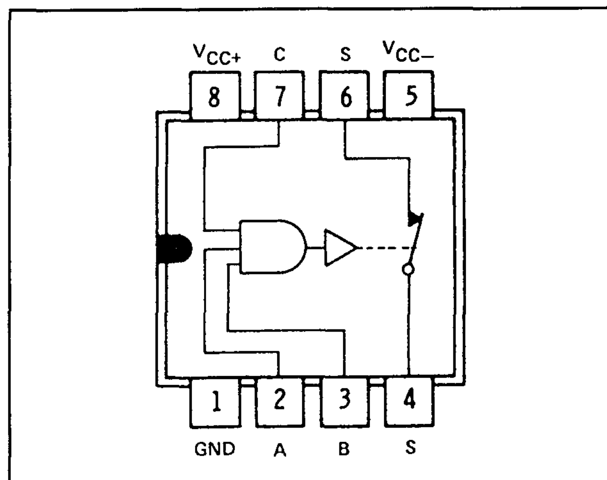


DG 601 4 x (1 → 1)

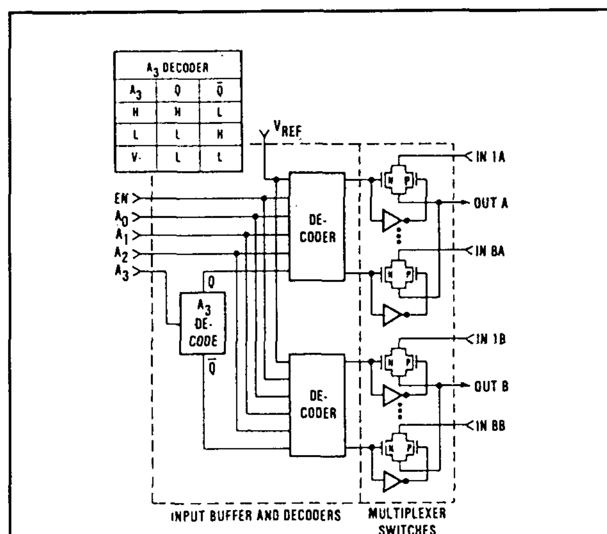


TL 607 1 x (2 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

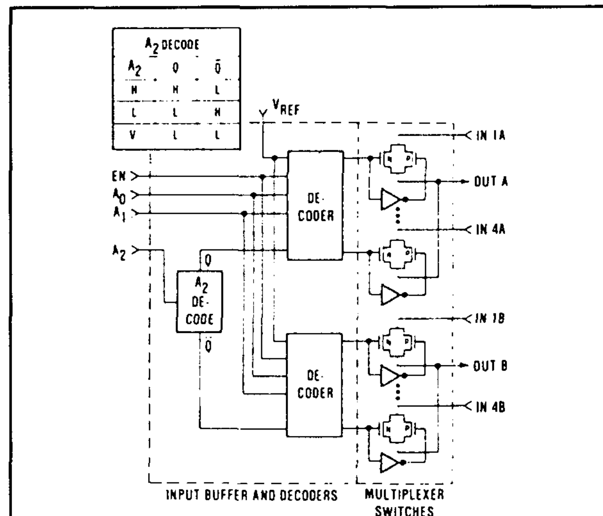


TL 610 1 x (1 → 1)



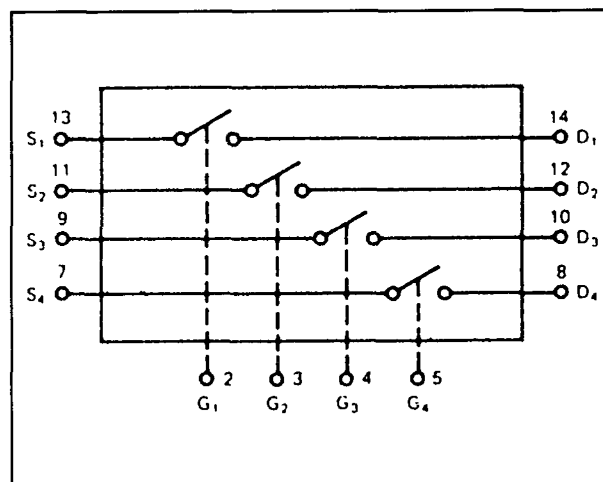
+Vcc	1	28	OUT A
OUT B	2	27	-Vcc
NC	3	26	IN 8/8A
IN16/8B	4	25	IN7/7A
IN15/7B	5	24	IN6/6A
IN14/6B	6	23	IN5/5A
IN13/5B	7	22	IN4/4A
IN12/4B	8	21	IN3/3A
IN11/3B	9	20	IN2/2A
IN10/2B	10	19	IN1/1A
IN9/1B	11	18	ENABLE
GND	12	17	Ao
VREF	13	16	A1
A3	14	15	A2

MPC 800 2 x (8 → 1)



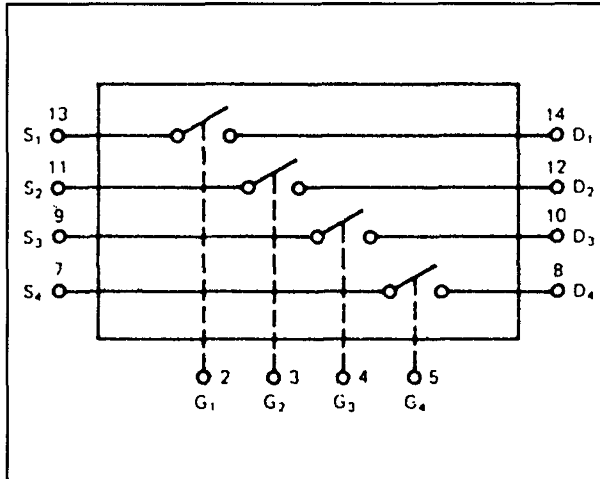
-Vcc	1	18	OUT A
OUT B	2	17	-Vcc
IN8 4B	3	16	IN4 4A
IN7/3B	4	15	IN3 3A
IN6/2B	5	14	IN2 2A
IN5/1B	6	13	IN1 1A
GND	7	12	ENABLE
VREF	8	11	Ao
A2	9	10	A1

MPC 801 2 x (4 → 1)

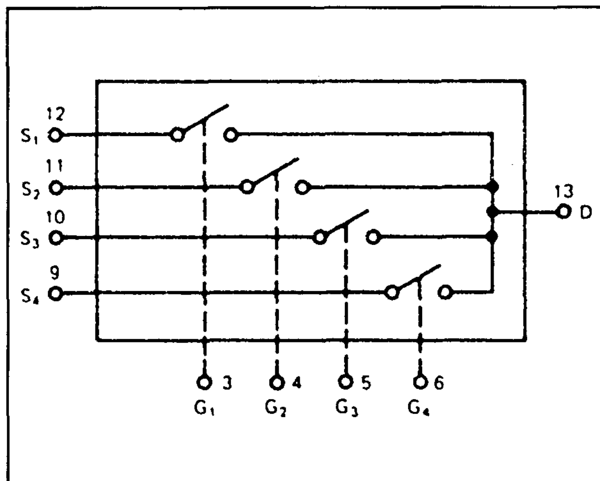


G 1330 4 x (1 → 1)

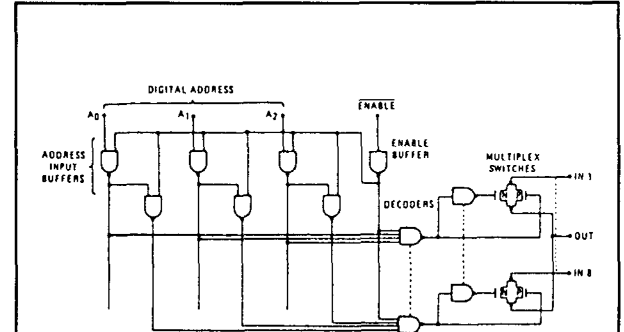
6.26 Schakelaar-IC's

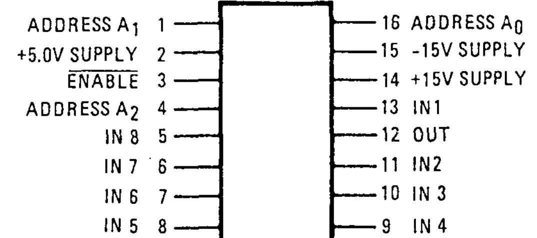


G 1340 4 x (1 → 1)

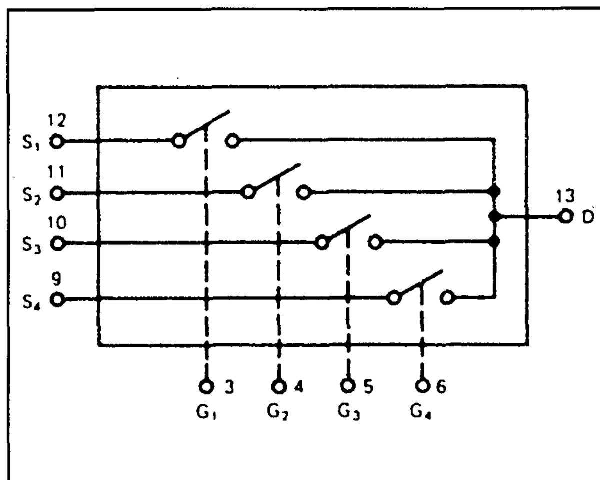


G 1350 1 x (4 → 1)

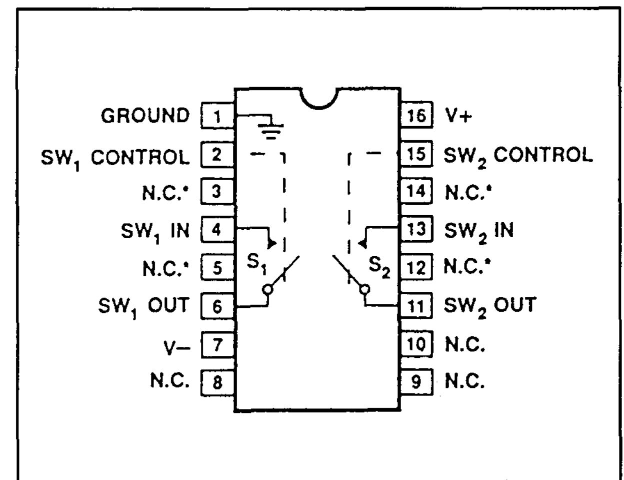




HI-1818 1 x (8 → 1)

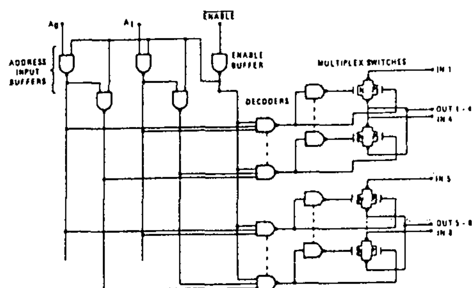


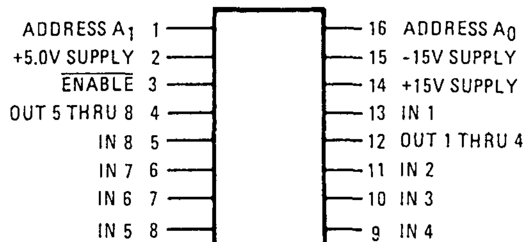
G 1360 1 x (4 → 1)



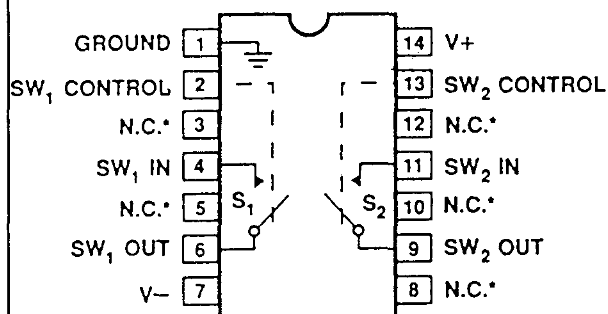
SSM-2412 2 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

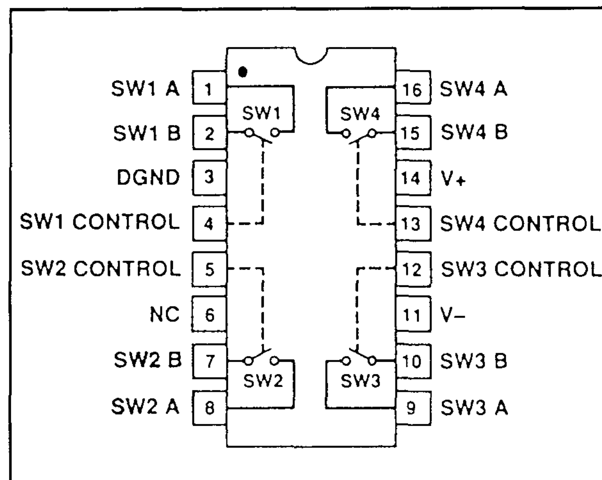




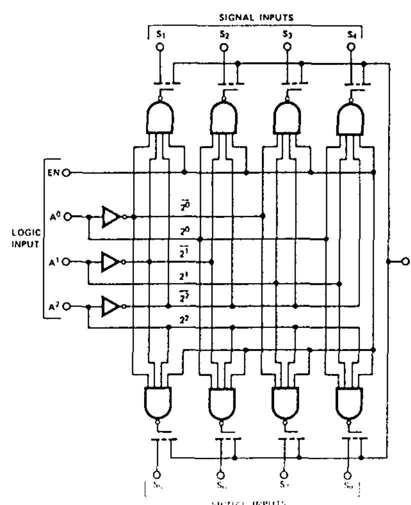
HI-1828 $2 \times (4 \rightarrow 1)$

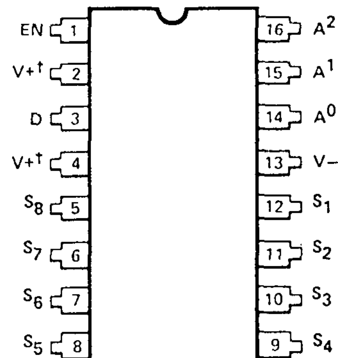


SSM-2402 $2 \times (1 \rightarrow 1)$



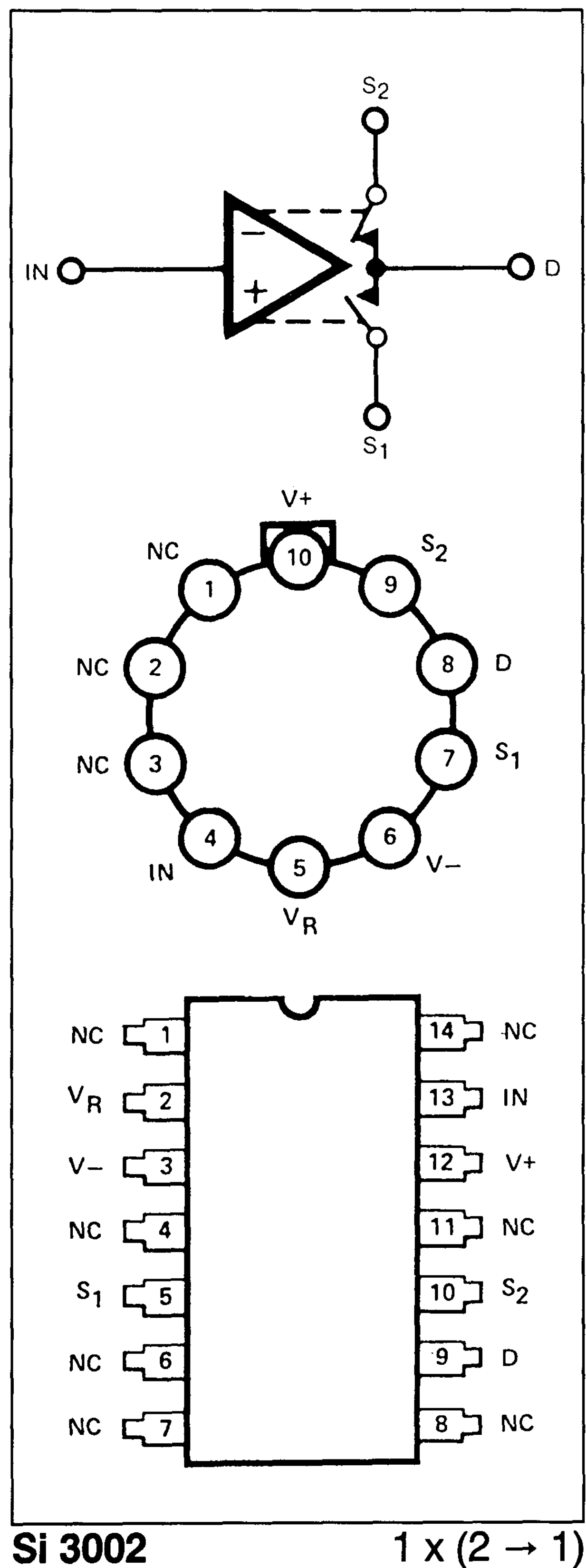
SSM-2404 $4 \times (1 \rightarrow 1)$



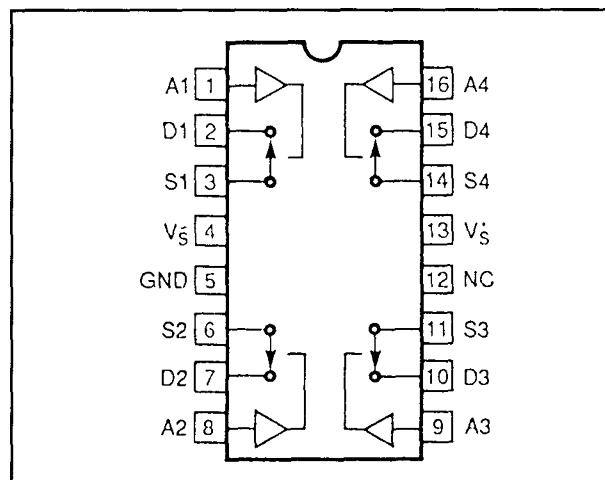


Si 3705 $1 \times (8 \rightarrow 1)$

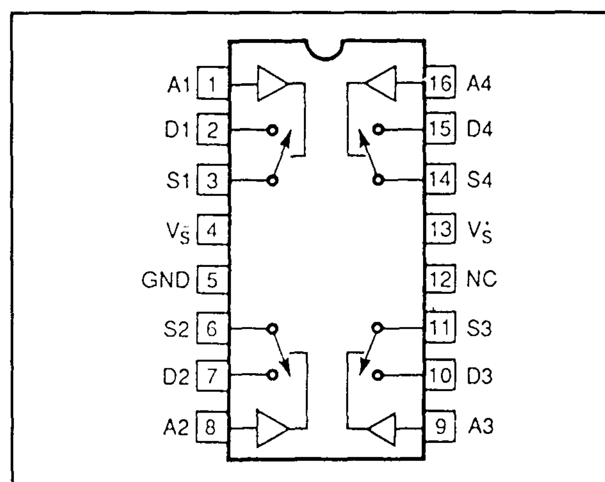
6.26 Schakelaar-IC's



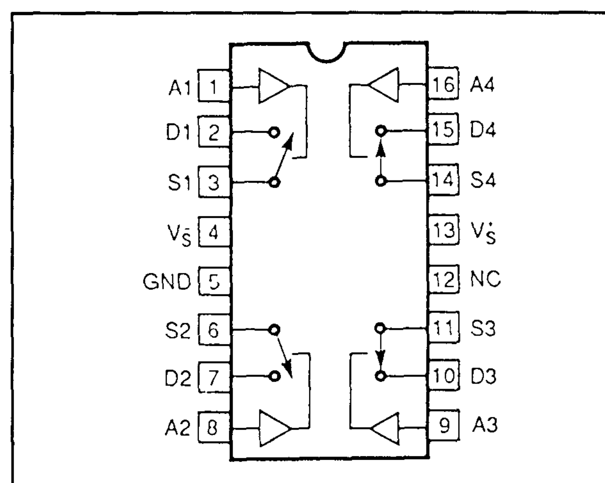
Si 3002 1 x (2 → 1)



TSC 4201 4 x (1 → 1)

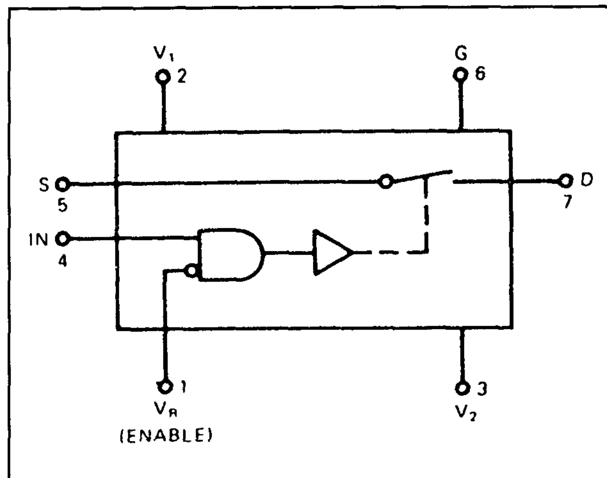


TSC 4202 4 x (1 → 1)

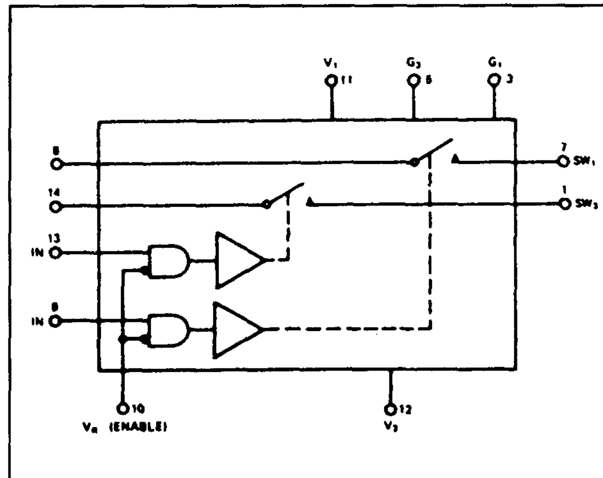


TSC 4203 4 x (1 → 1)

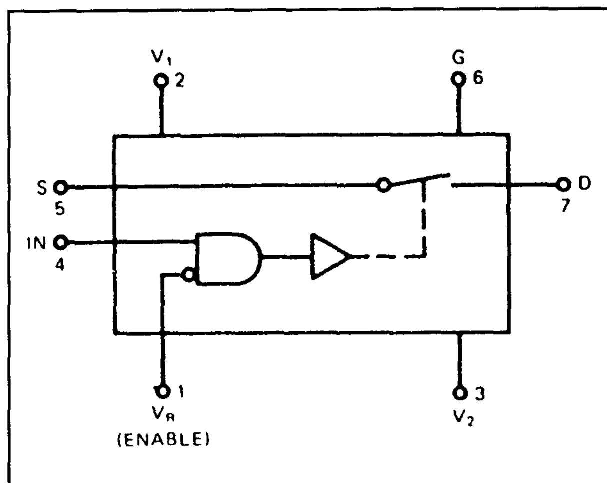
6.26 Schakelaar-IC's



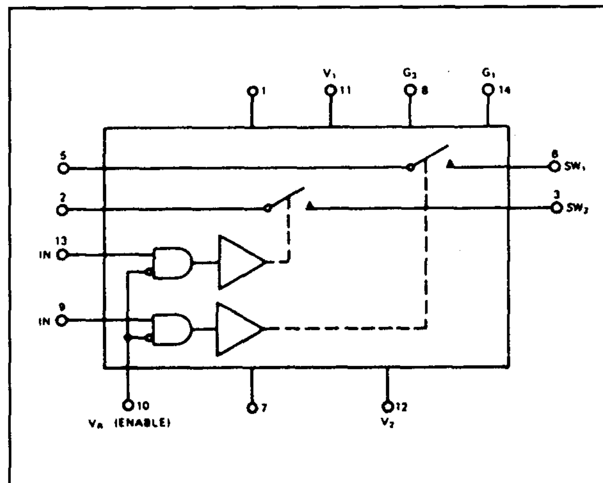
IH 5001 1 x (1 → 1)



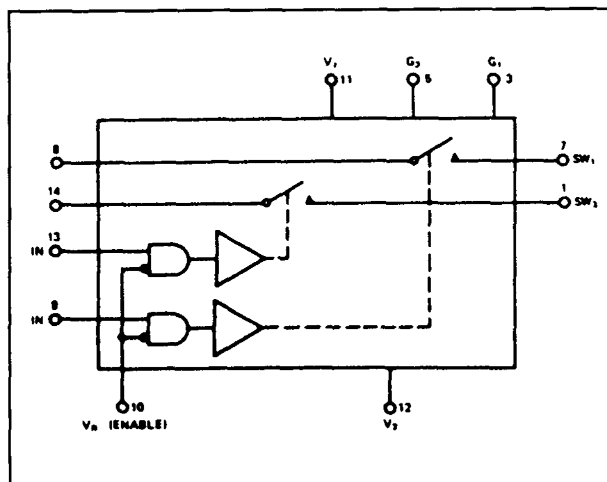
IH 5004 2 x (1 → 1)



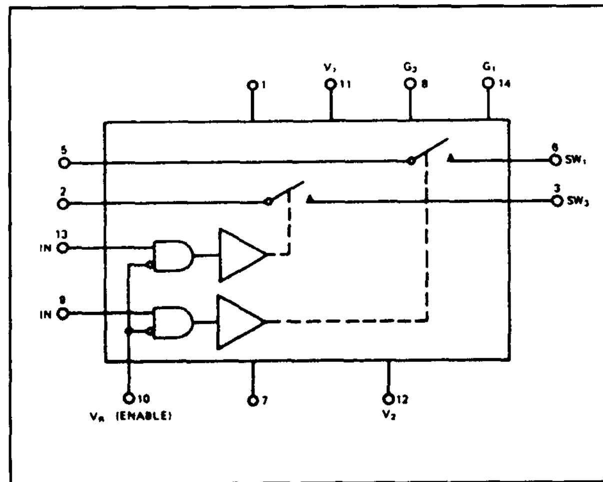
IH 5002 1 x (1 → 1)



IH 5005 2 x (1 → 1)



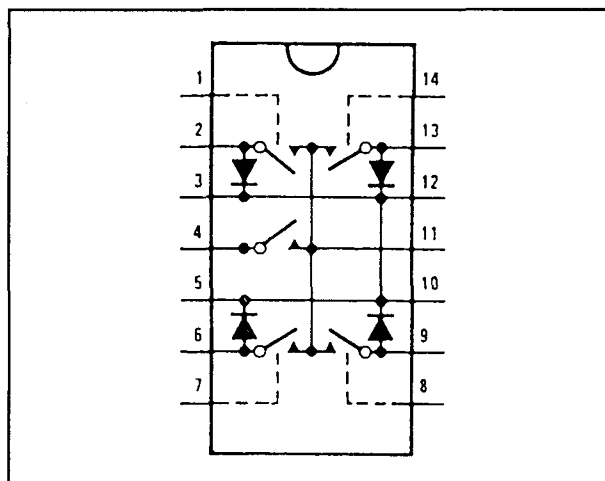
IH 5003 2 x (1 → 1)



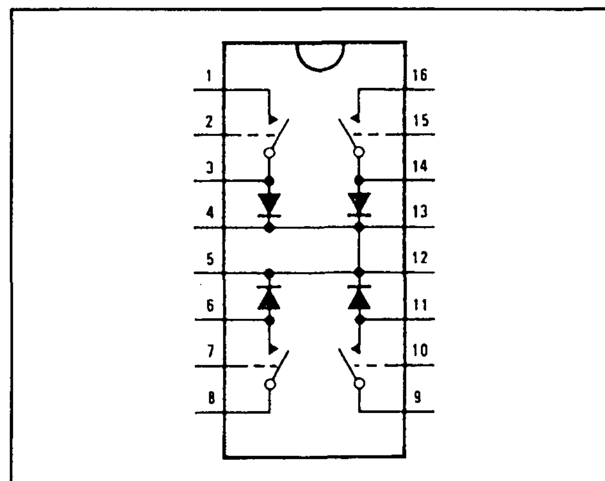
IH 5007 2 x (1 → 1)

(wordt vervolgd)

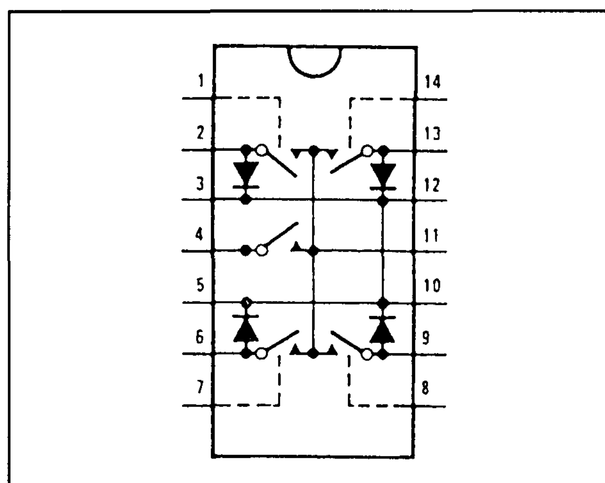
6.26 Schakelaar-IC's



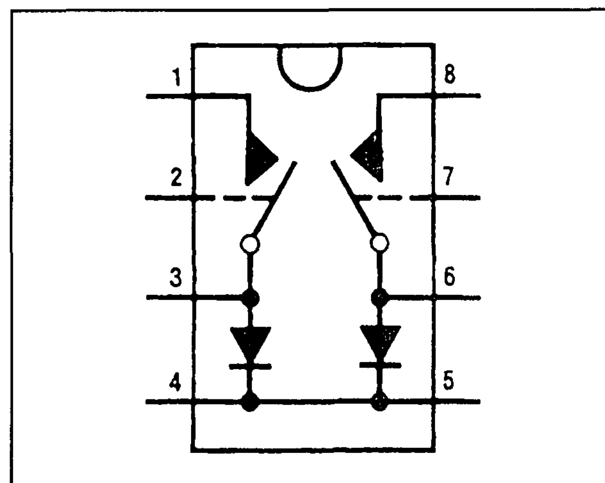
AH 5009 1 x (4 → 1)



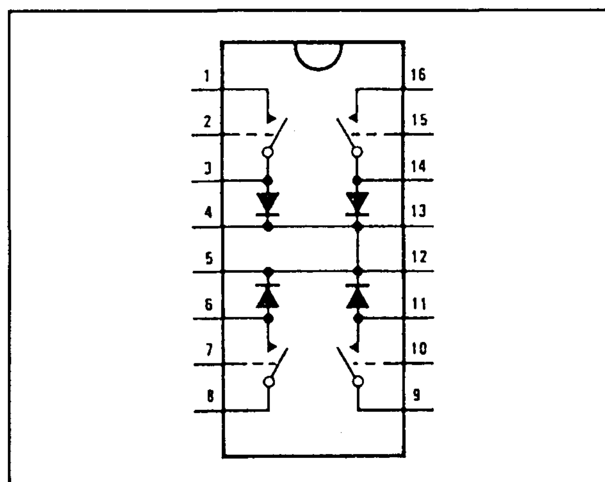
AH 5012 1 x (4 → 1)



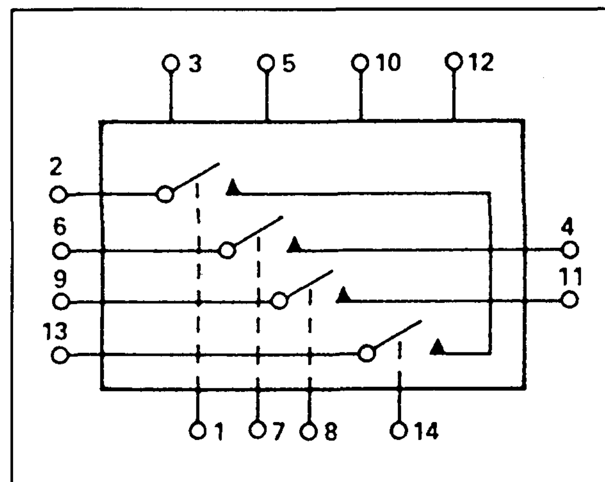
AH 5010 1 x (4 → 1)



AH 5020 1 x (2 → 1)

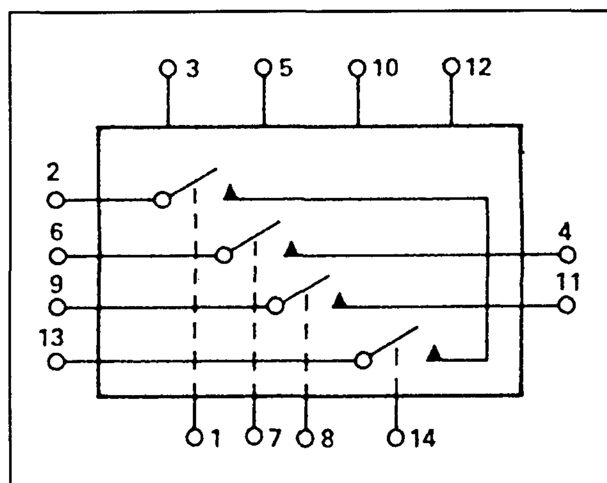


AH 5011 1 x (4 → 1)

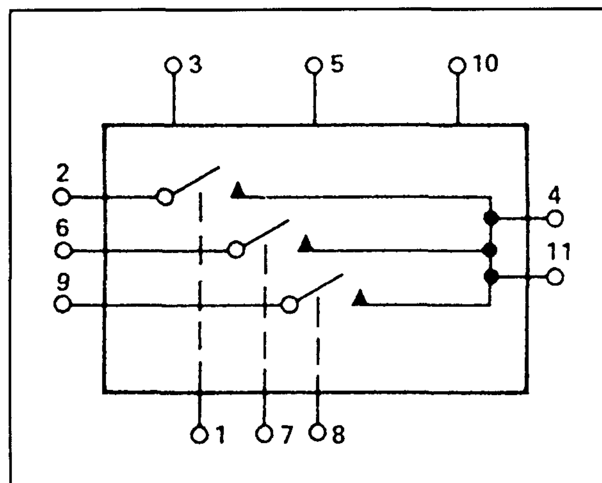


IH 5025 1 x (4 → 1)

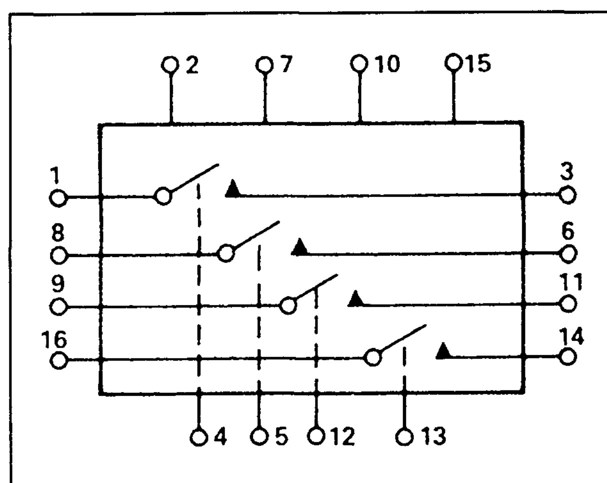
6.26 Schakelaar-IC's



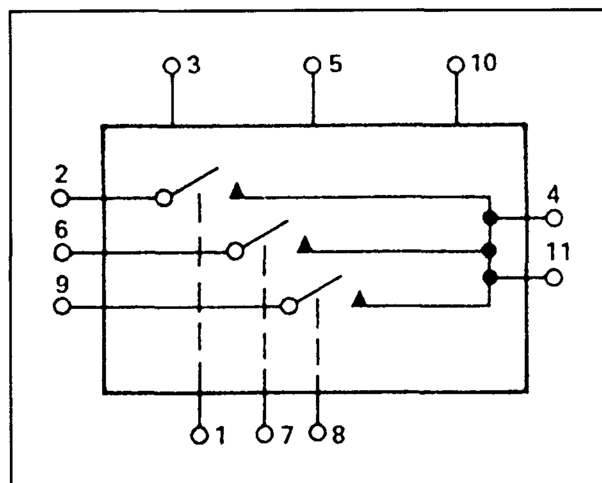
IH 5026 1 x (4 → 1)



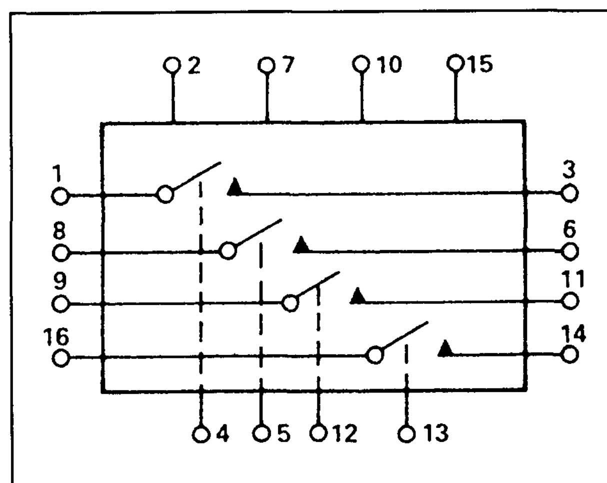
IH 5029 1 x (3 → 1)



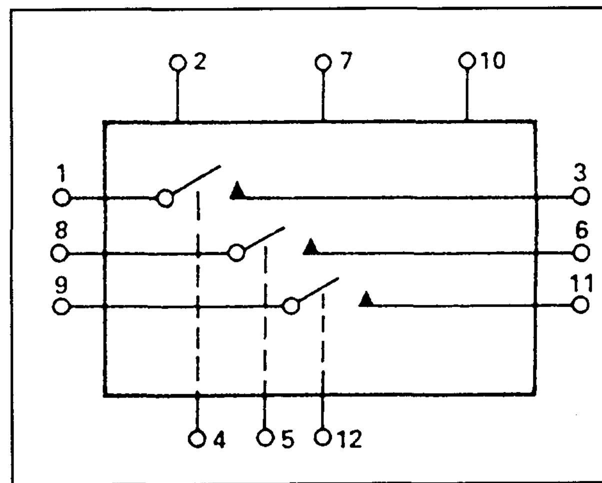
IH 5027 4 x (1 → 1)



IH 5030 1 x (3 → 1)

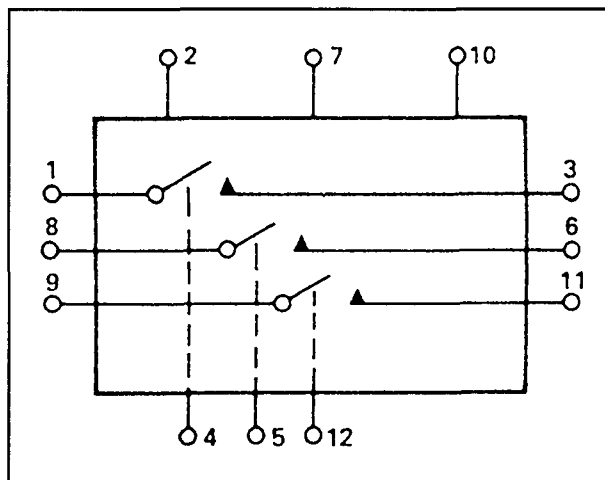


IH 5028 4 x (1 → 1)

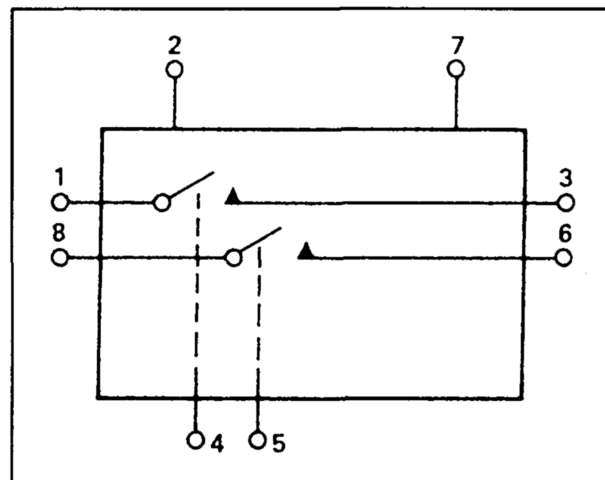


IH 5031 3 x (1 → 1)

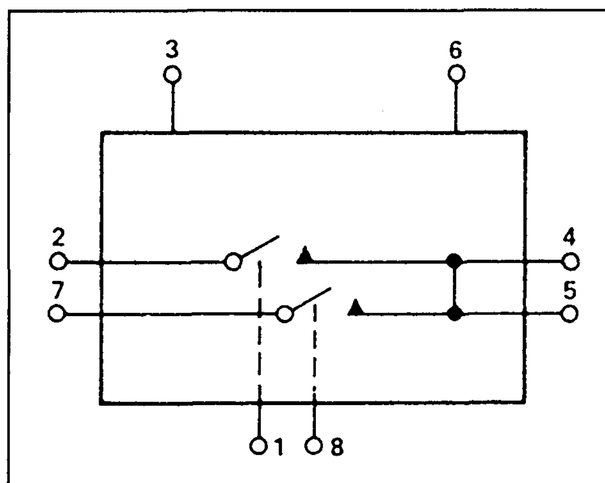
6.26 Schakelaar-IC's



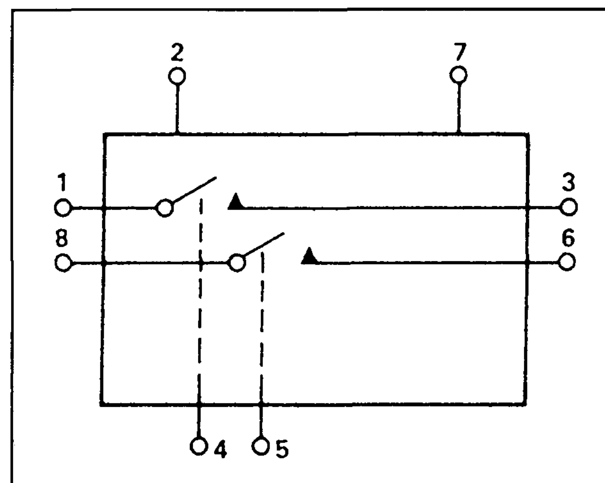
IH 5032 3 x (1 → 1)



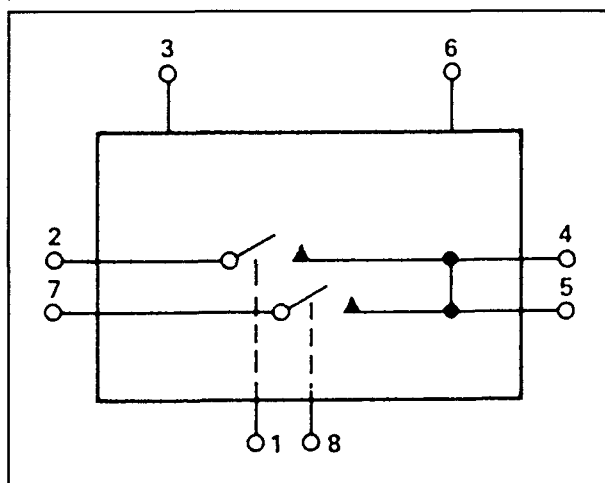
IH 5035 2 x (1 → 1)



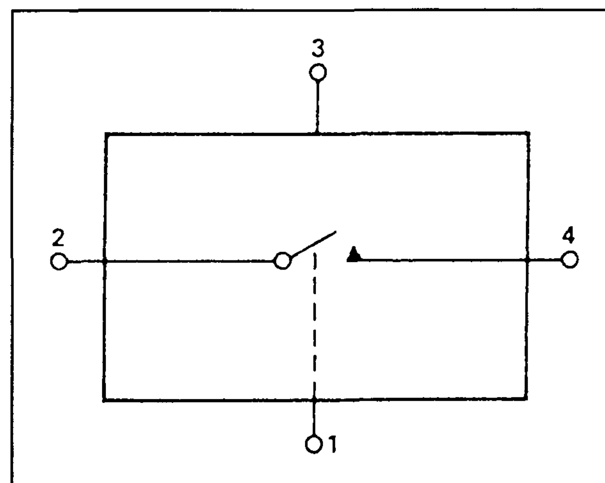
IH 5033 1 x (2 → 1)



IH 5036 2 x (1 → 1)

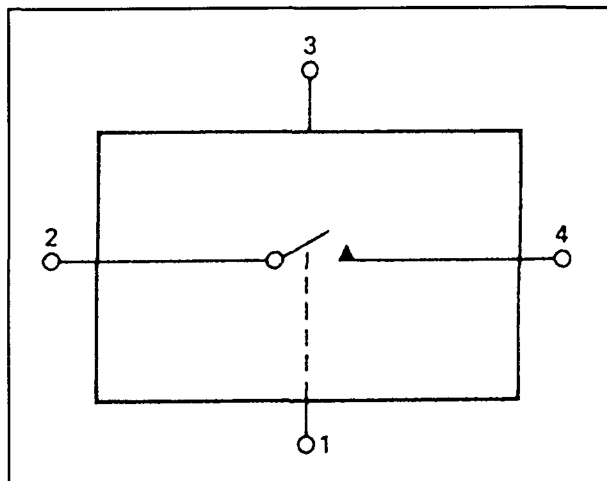


IH 5034 1 x (2 → 1)

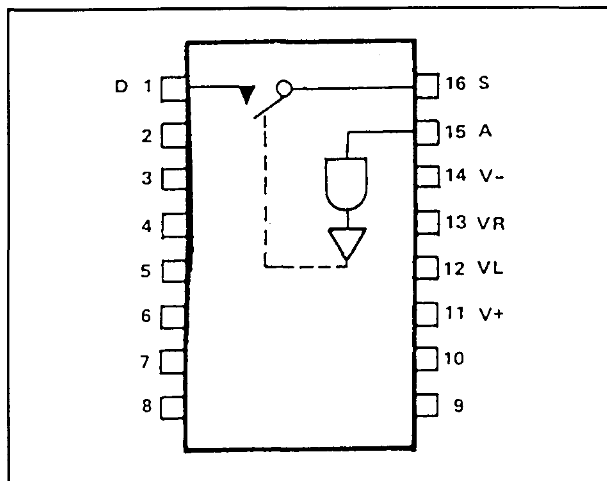


IH 5037 1 x (1 → 1)

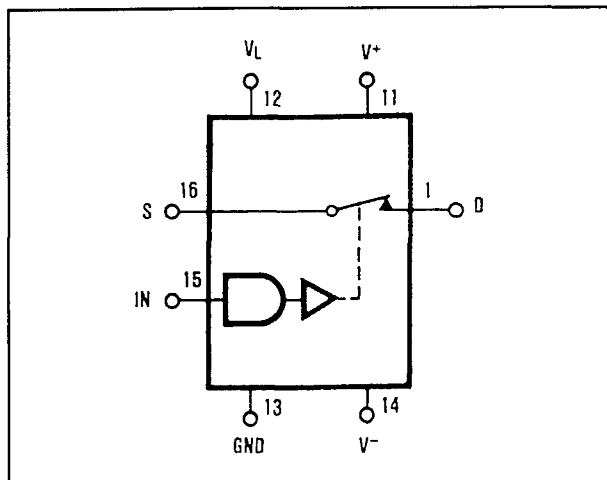
6.26 Schakelaar-IC's



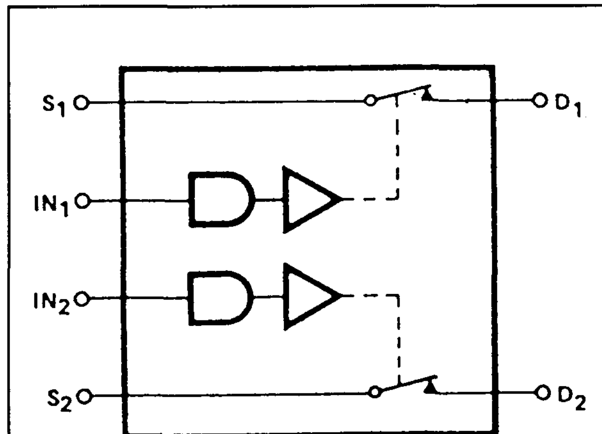
IH 5038 1 x (1 → 1)



HI-5040 1 x (1 → 1)

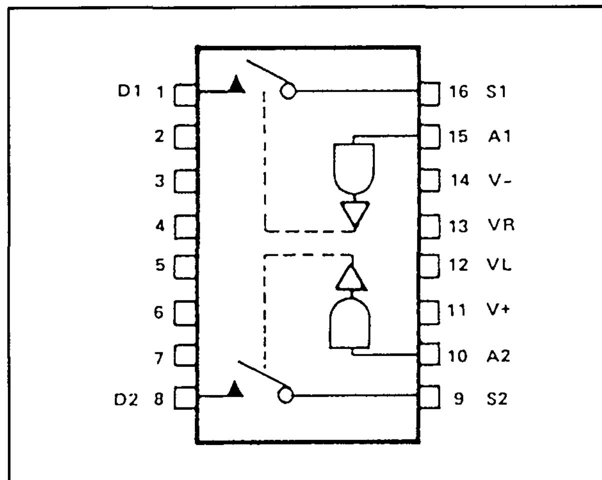


IH 5040 1 x (1 → 1)



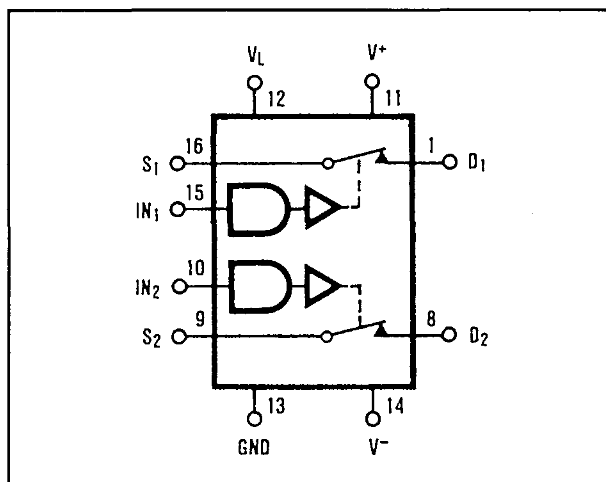
D_1	1	16	S_1
NC	2	15	IN_1
D_2	3	14	V−
S_2	4	13	GND
NC	5	12	V_L
NC	6	11	V+
NC	7	10	IN_2
NC	8	9	NC

DG 5041 2 x (1 → 1)

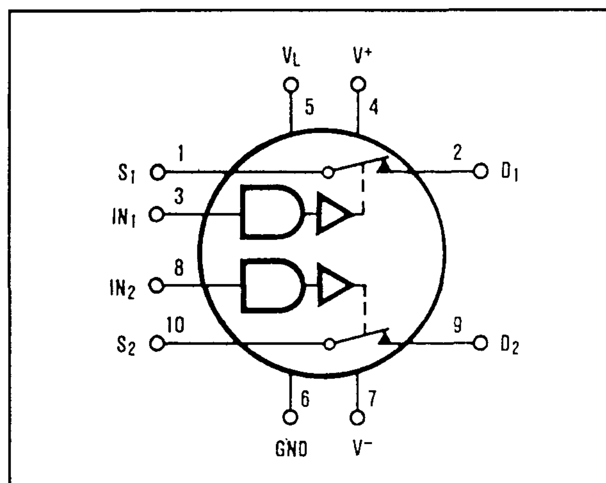


HI-5041 2 x (1 → 1)

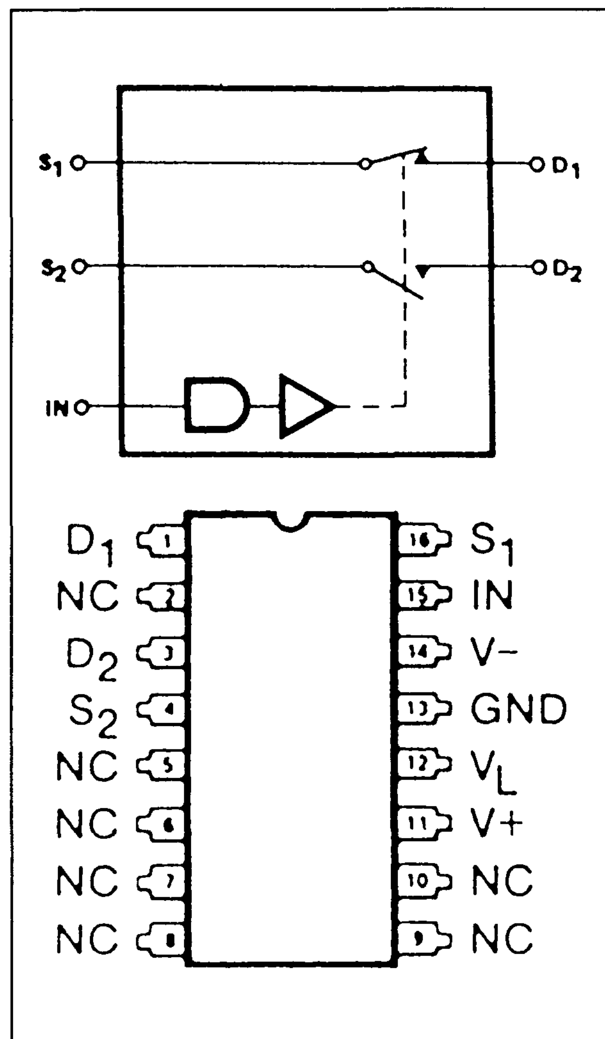
6.26 Schakelaar-IC's



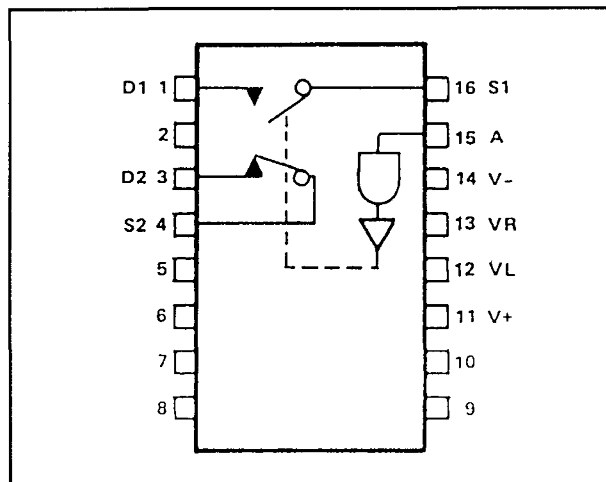
IH 5041 2 x (1 → 1)



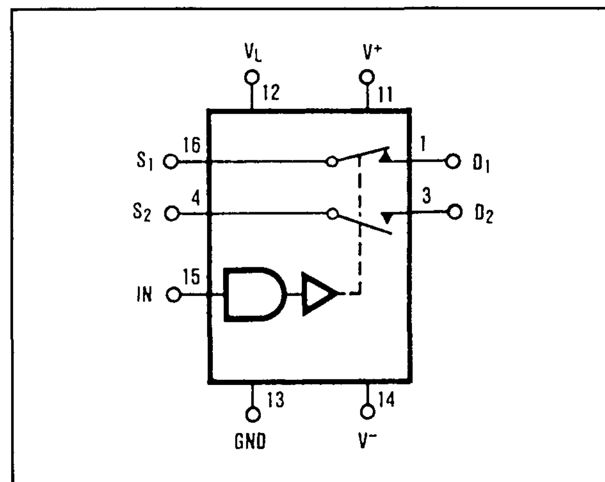
IH 5041 2 x (1 → 1)



DG 5042 1 x (2 → 2)

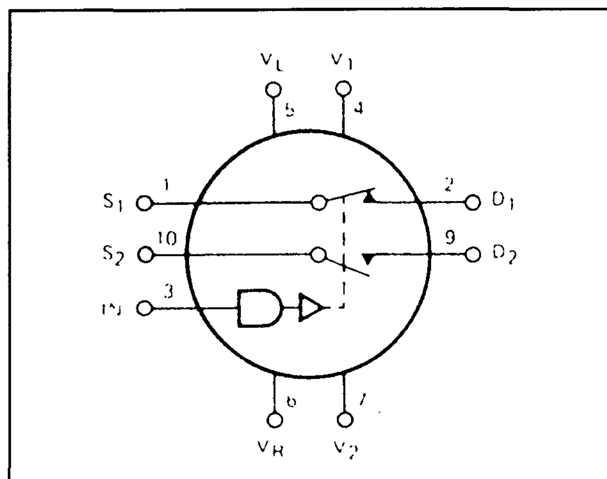


HI-5042 1 x (2 → 2)

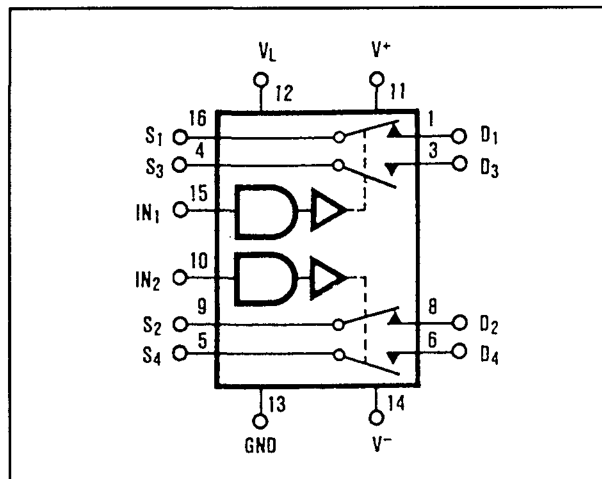


IH 5042 1 x (2 → 2)

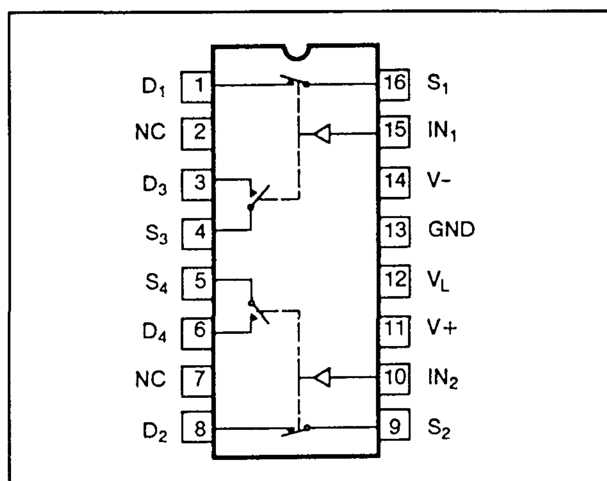
6.26 Schakelaar-IC's



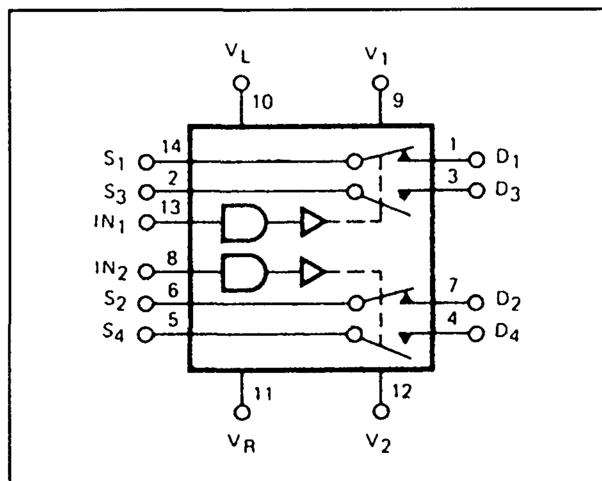
IH 5042 1 x (2 → 2)



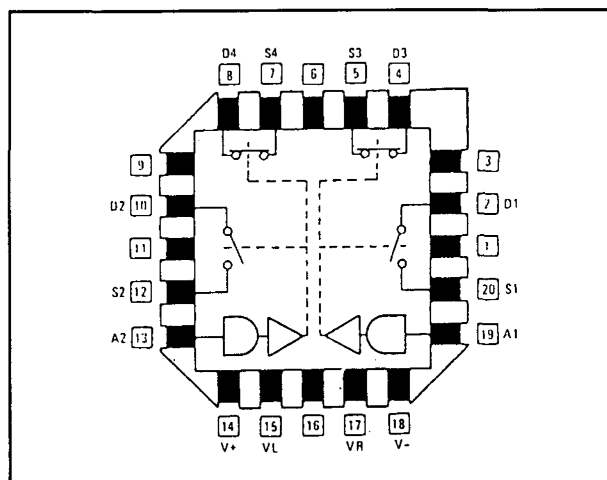
IH 5043 2 x (2 → 2)



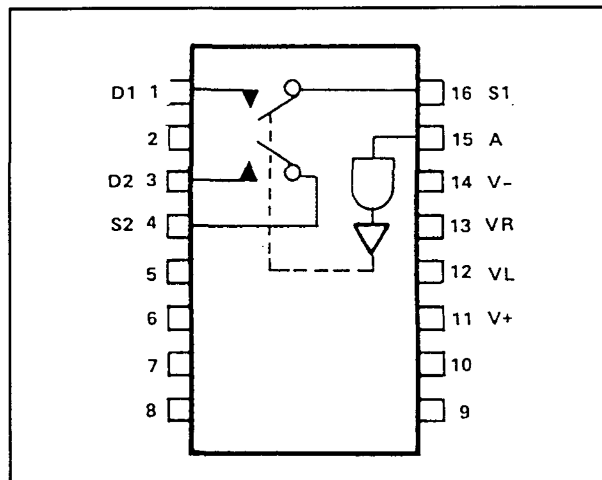
DG 5043 2 x (2 → 2)



IH 5043 2 x (2 → 2)

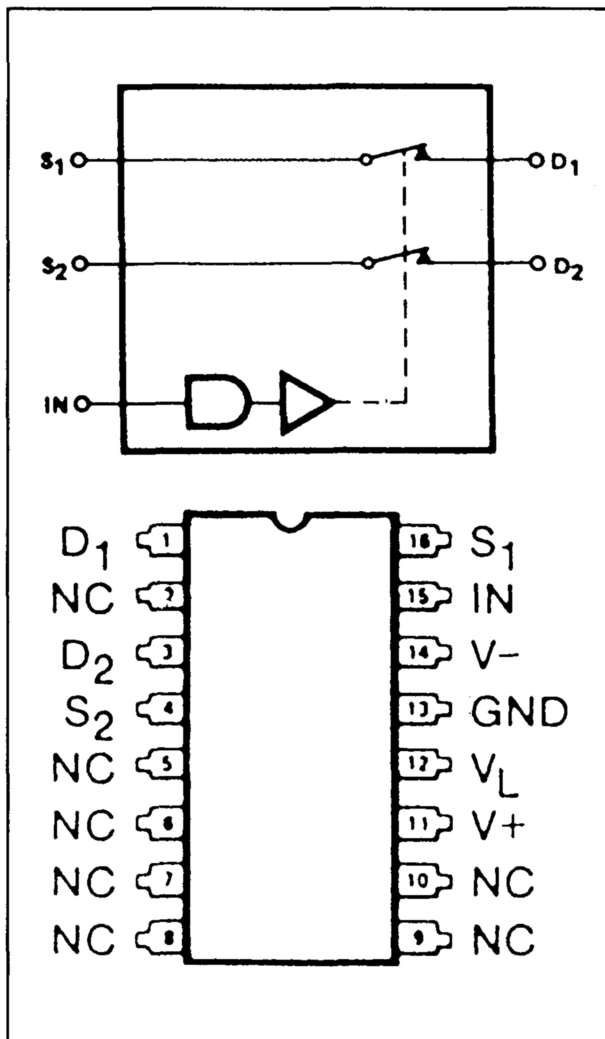


HI-5043 2 x (2 → 2)

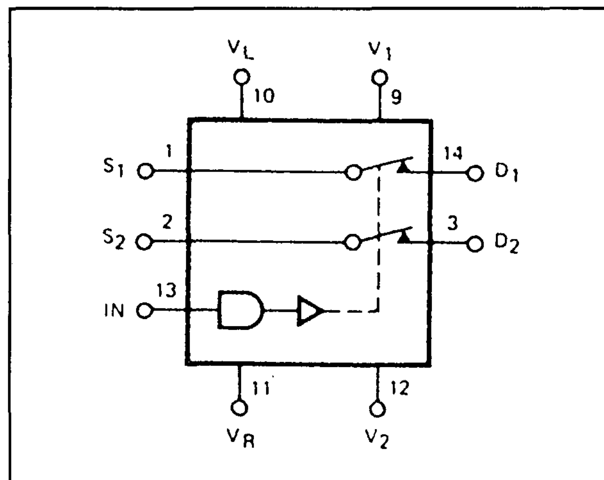


HI-5044 1 x (2 → 2)

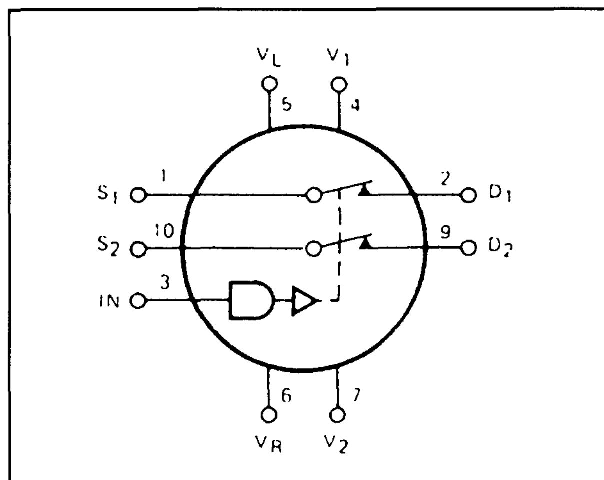
6.26 Schakelaar-IC's



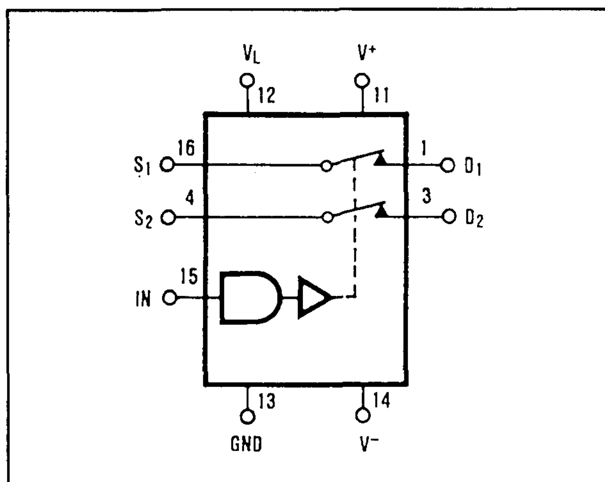
DG 5044 1 x (2 → 2)



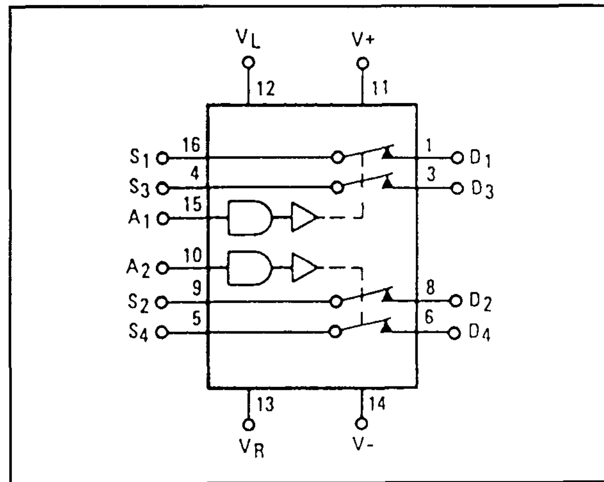
IH 5044 1 x (2 → 2)



IH 5044 1 x (2 → 2)

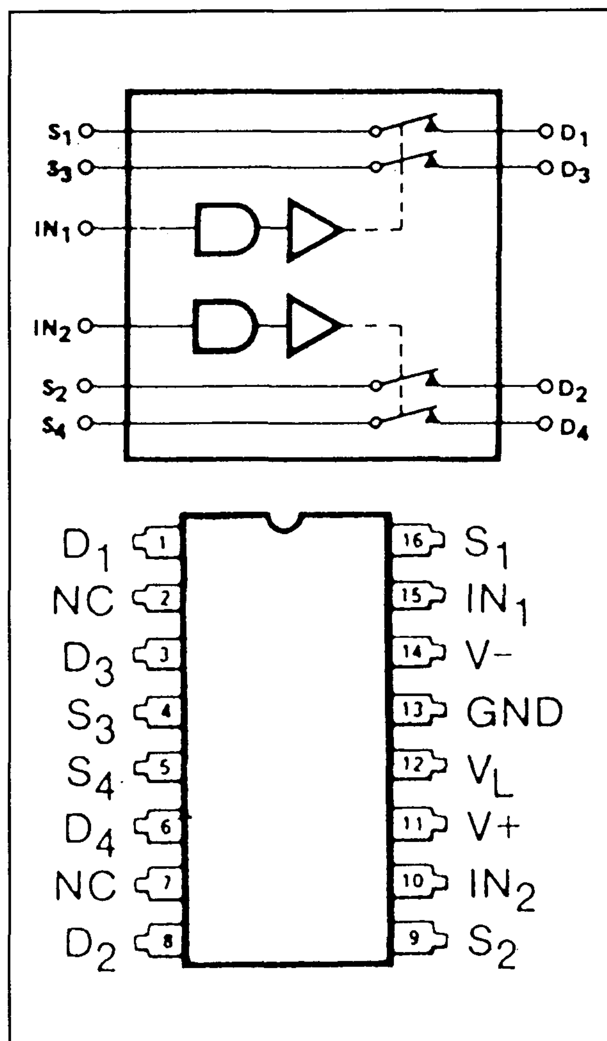


IH 5044 1 x (2 → 2)

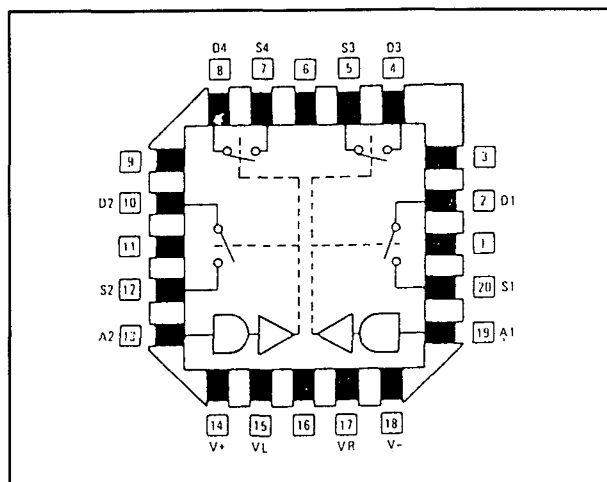


HI-5045 2 x (2 → 2)

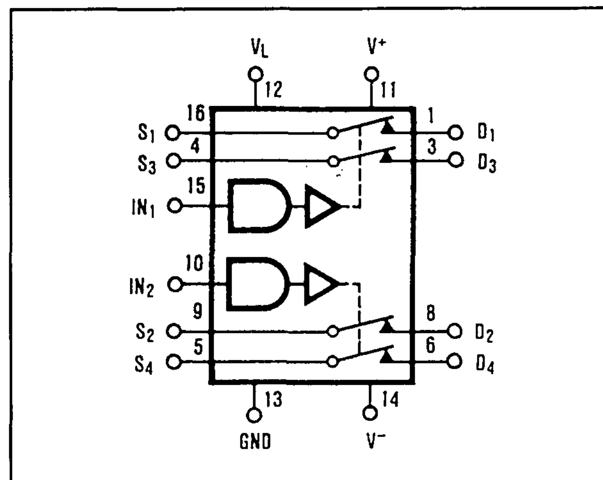
6.26 Schakelaar-IC's



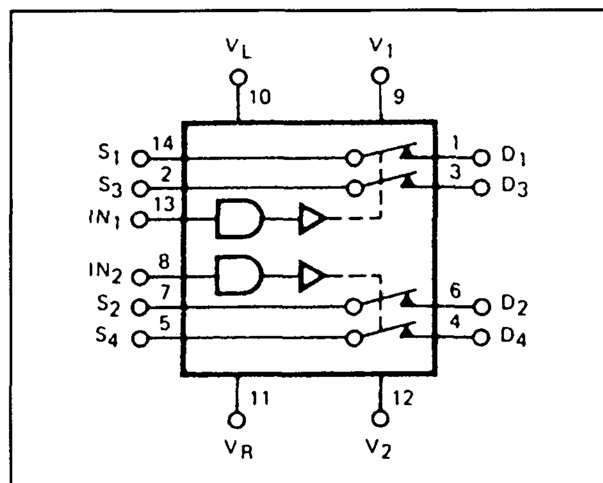
DG 5045 2 x (2 → 2)



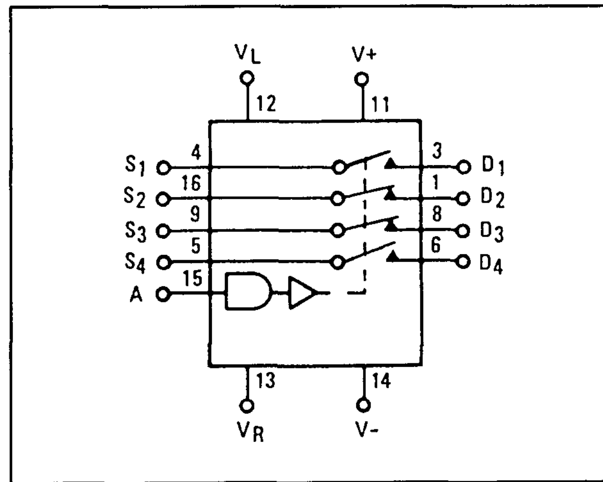
HI-5045 2 x (2 → 2)



IH 5045 2 x (2 → 2)

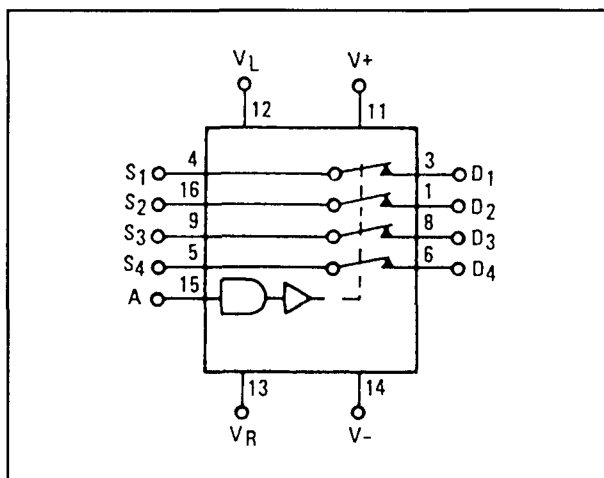


IH 5045 2 x (2 → 2)

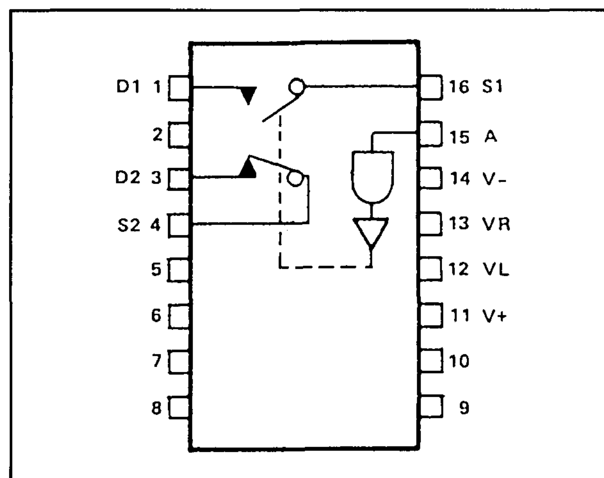


HI-5046 1 x (4 → 4)

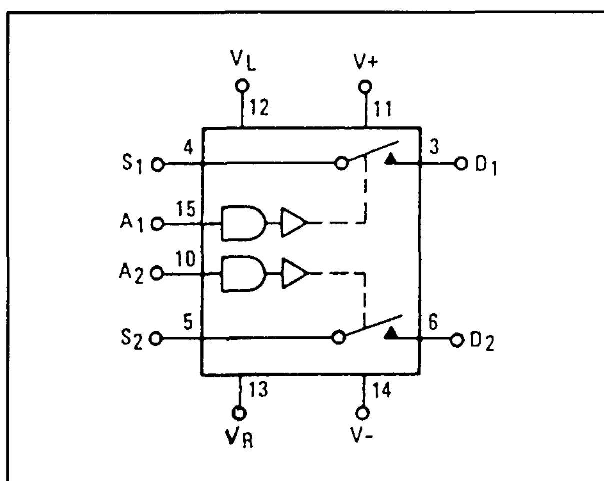
6.26 Schakelaar-IC's



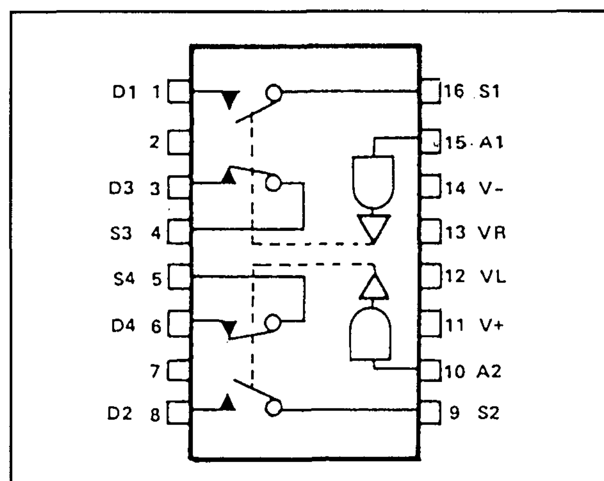
HI-5047 1 x (4 → 4)



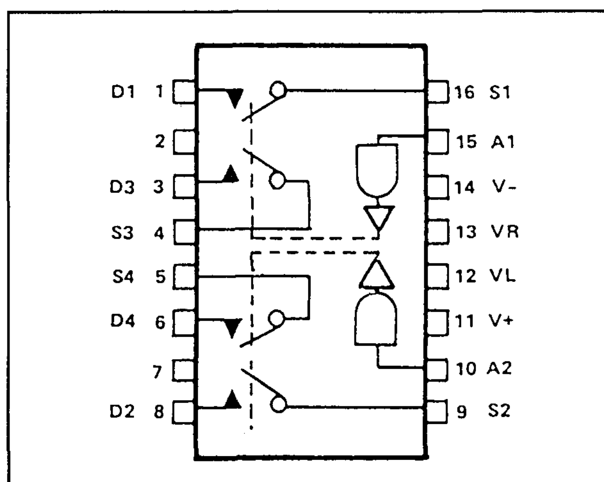
HI-5050 1 x (2 → 2)



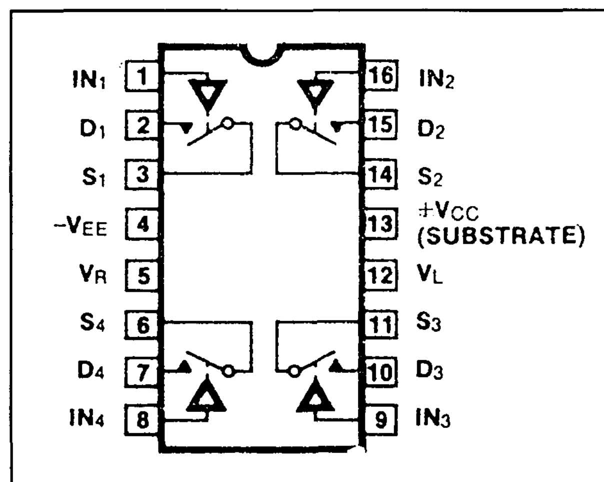
HI-5048 2 x (1 → 1)



HI-5051 2 x (2 → 2)

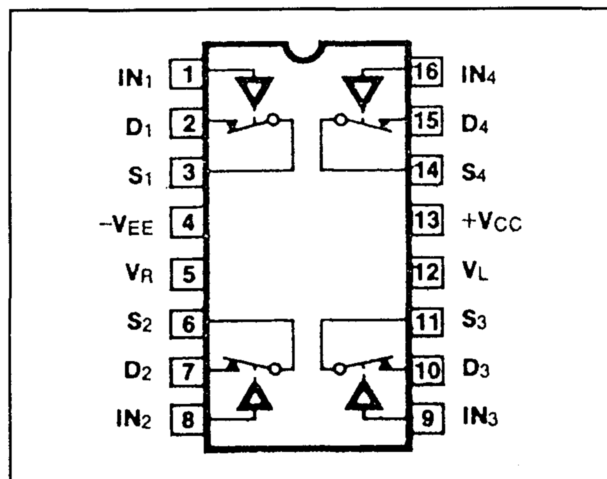


HI-5049 2 x (2 → 2)

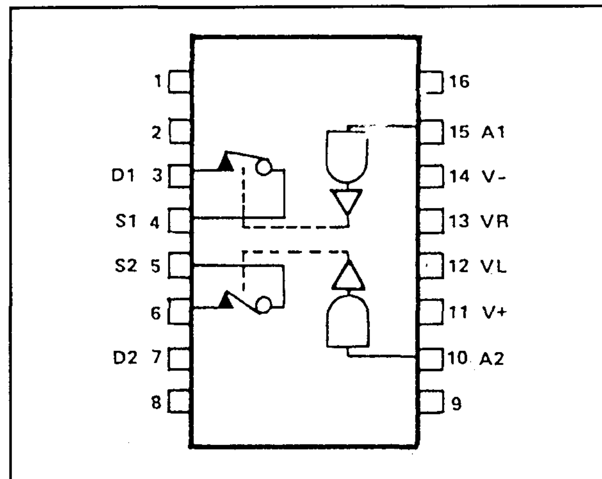


IH 5052 4 x (1 → 1)

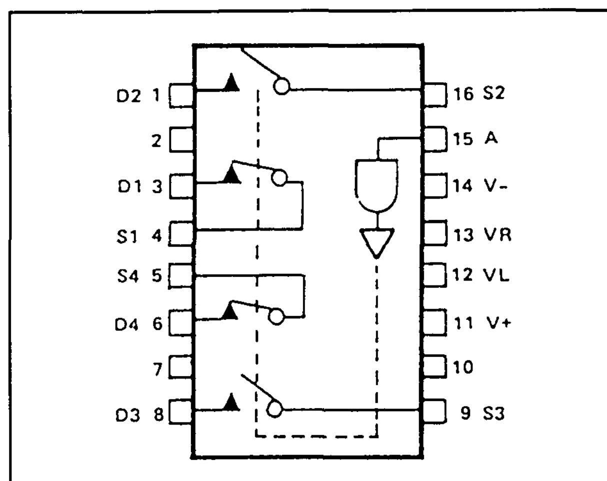
6.26 Schakelaar-IC's



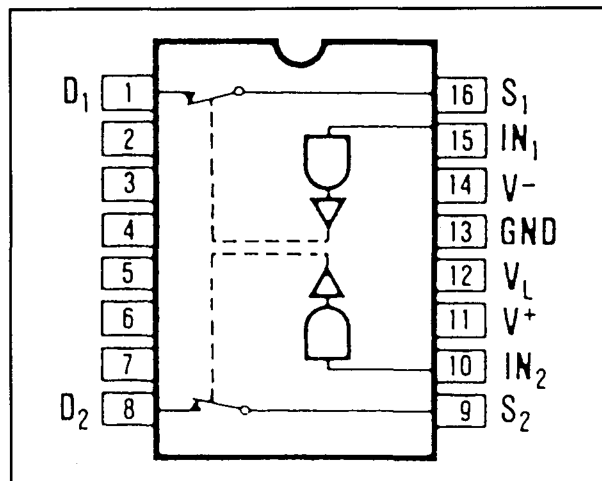
IH 5053 4 x (1 → 1)



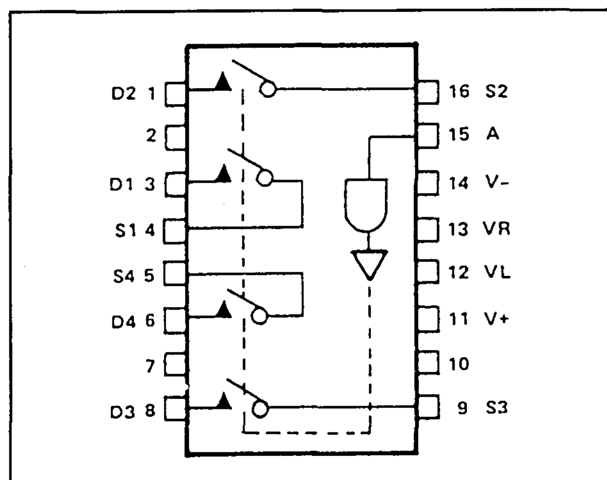
HI-5048 2 x (1 → 1)



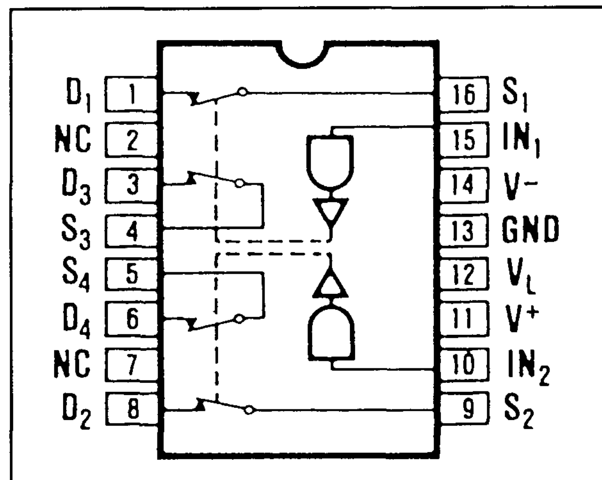
HI-5046 1 x (4 → 4)



IH 5048 2 x (1 → 1)

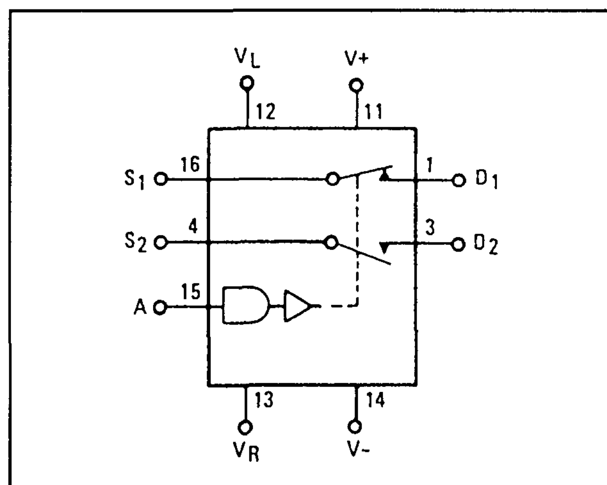


HI-5047 1 x (4 → 4)

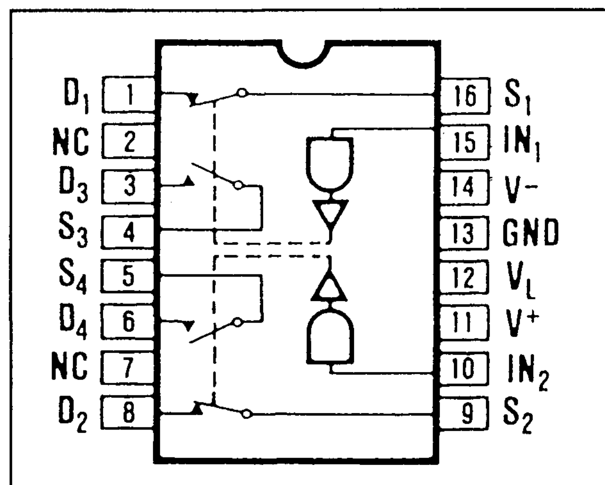


IH 5049 2 x (2 → 2)

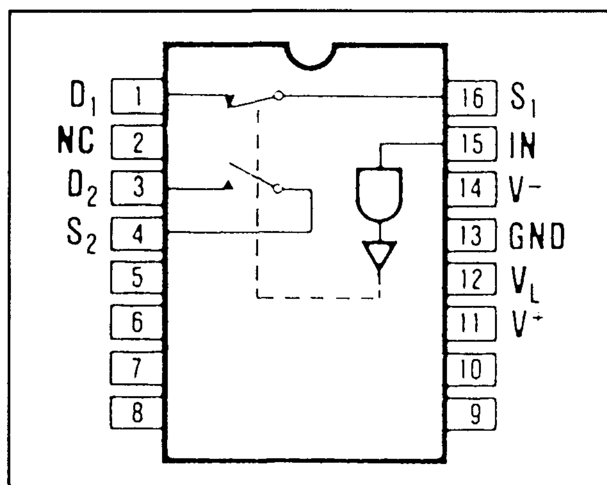
6.26 Schakelaar-IC's



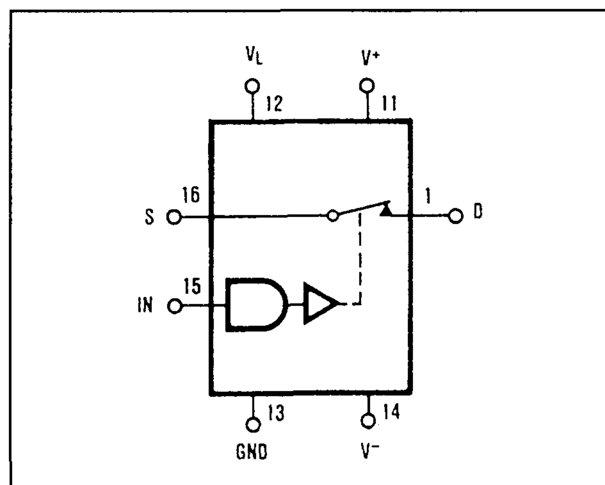
HI-5050 1 x (2 → 2)



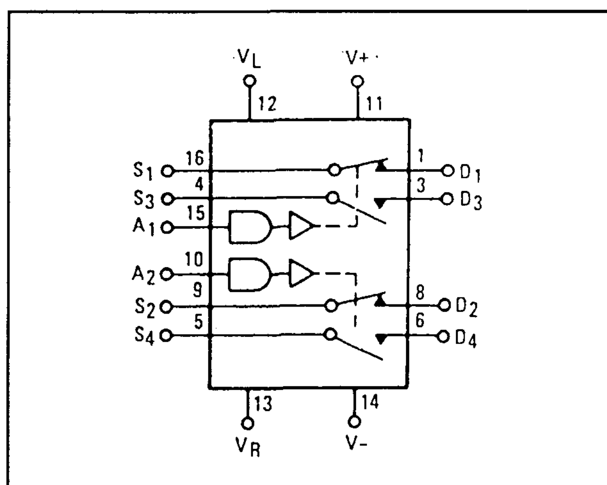
IH 5051 2 x (2 → 2)



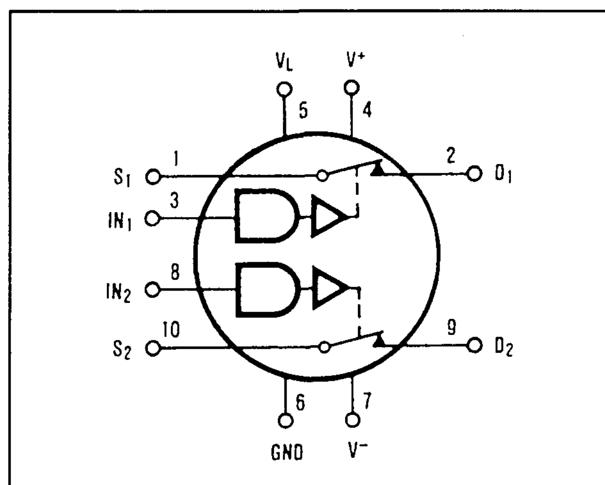
IH 5050 1 x (2 → 2)



IH 5140 1 x (1 → 1)

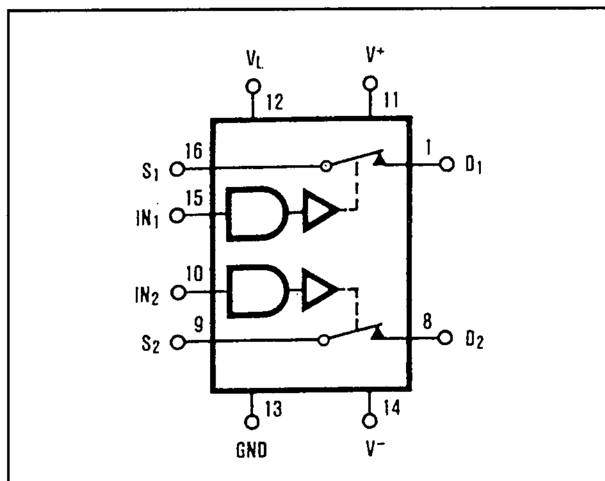


HI-5051 2 x (2 → 2)

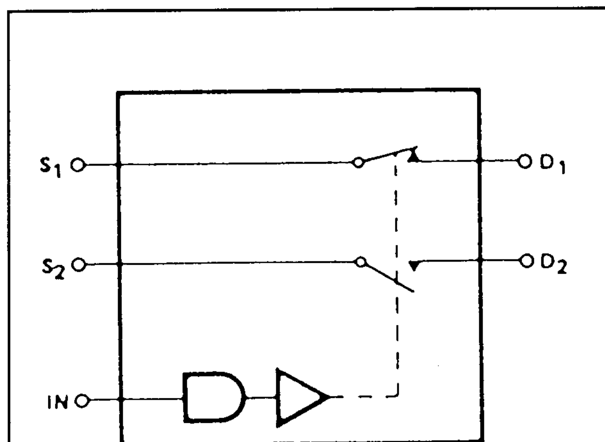


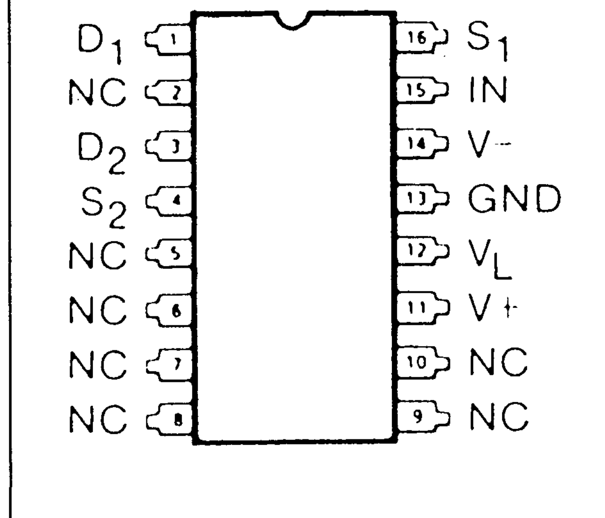
IH 5141 2 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

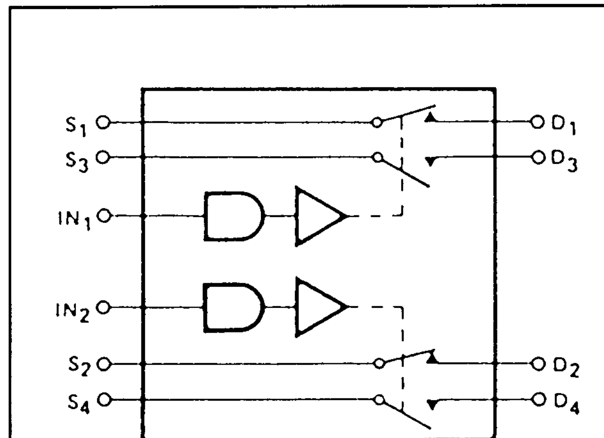


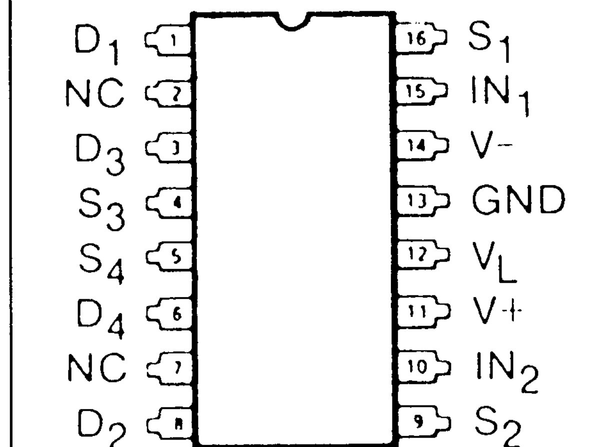
IH 5141 2 x (1 → 1)



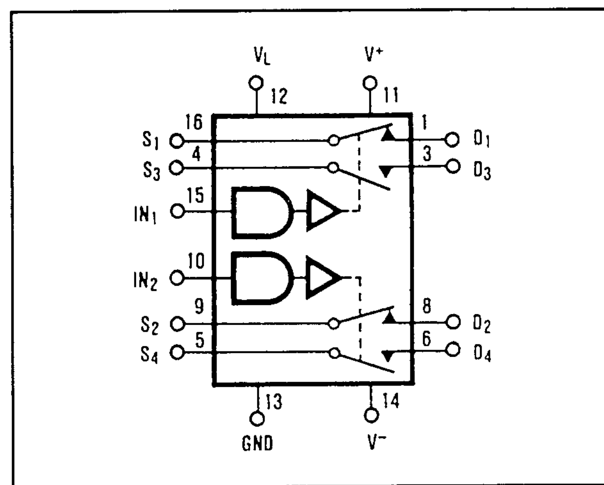


DG 5142 1 x (2 → 2)



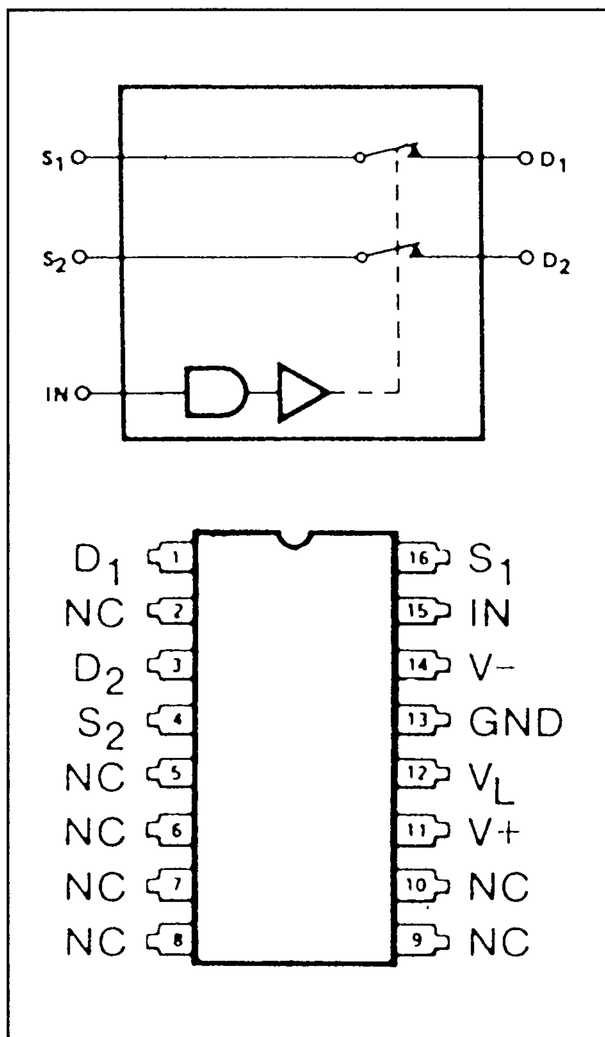


DG 5143 2 x (2 → 2)

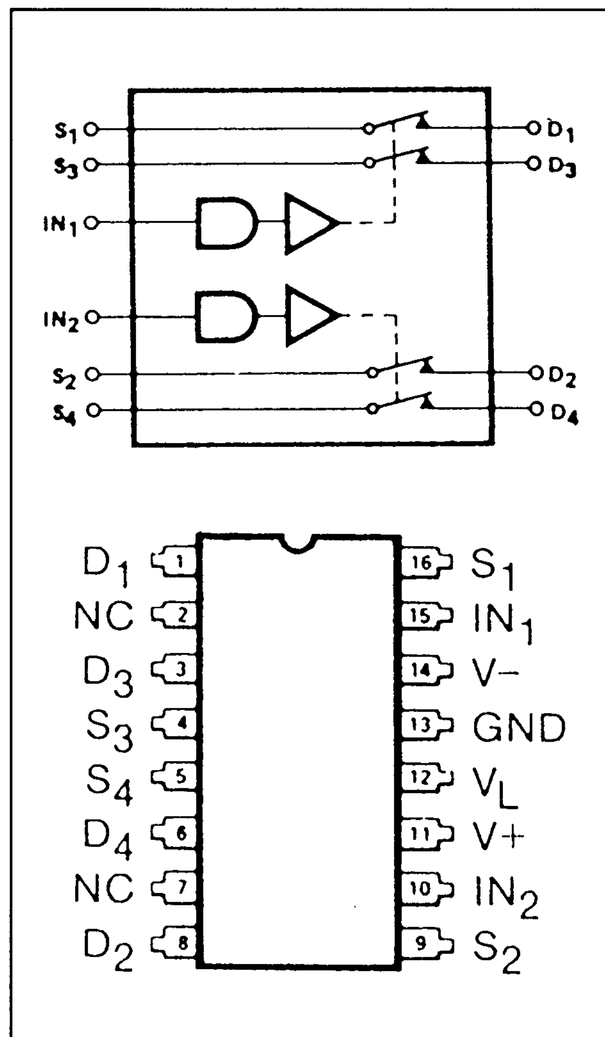


IH 5143 2 x (2 → 2)

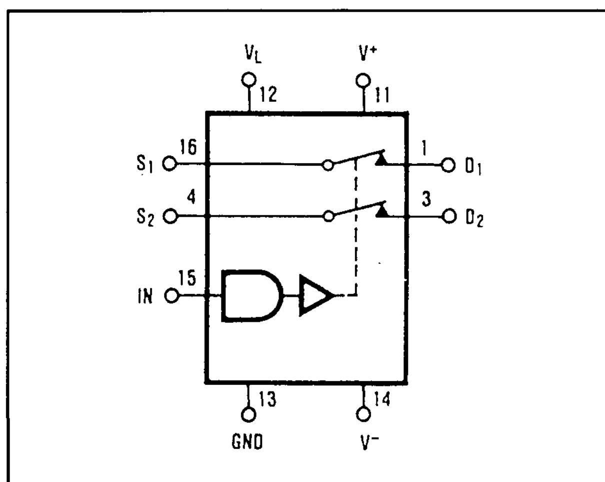
6.26 Schakelaar-IC's



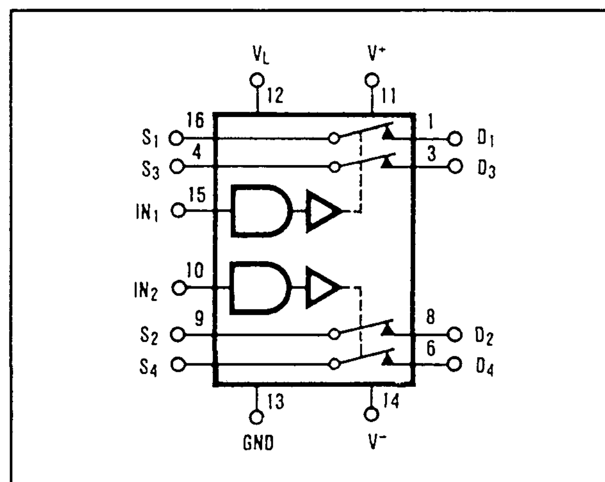
DG 5144 1 x (2 → 2)



DG 5145 2 x (2 → 2)

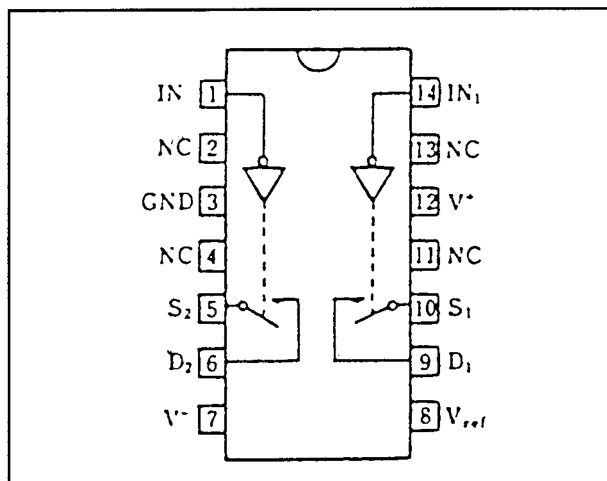


IH 5144 1 x (2 → 2)

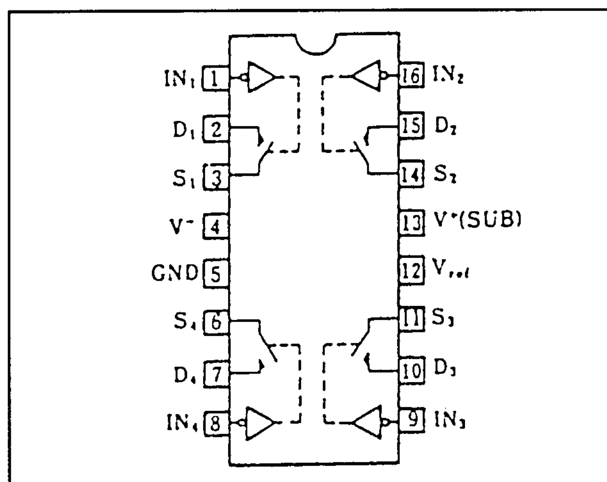


IH 5145 2 x (2 → 2)

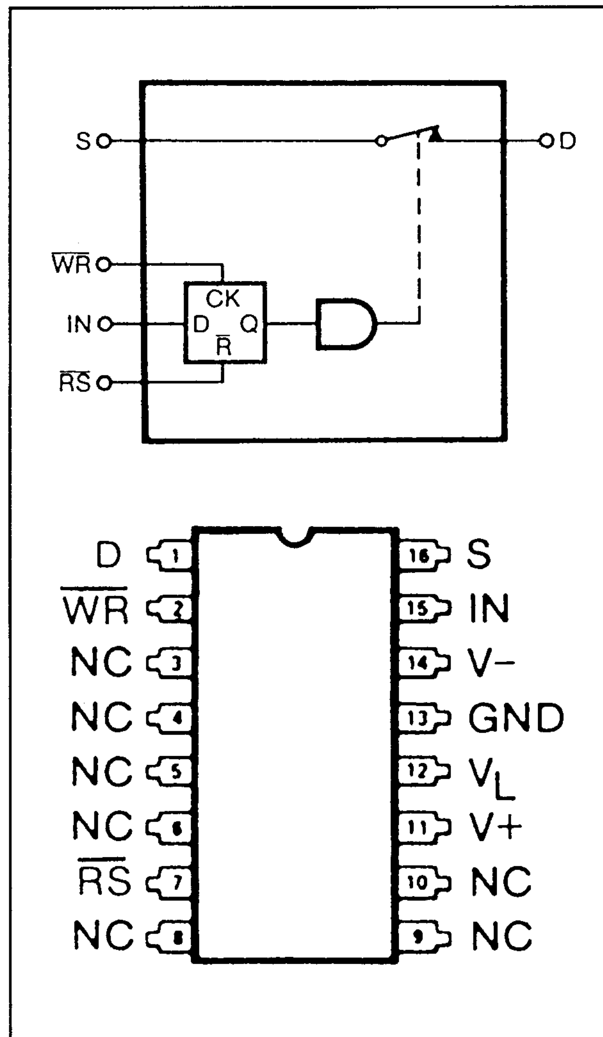
6.26 Schakelaar-IC's



µPD 5200 2 x (1 → 1)

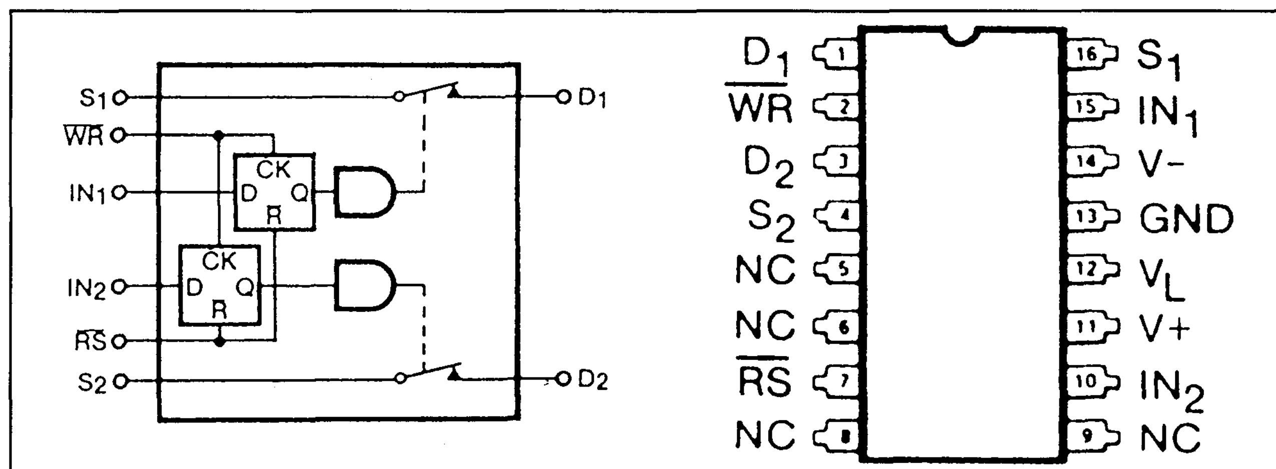


µPD 5201 4 x (1 → 1)

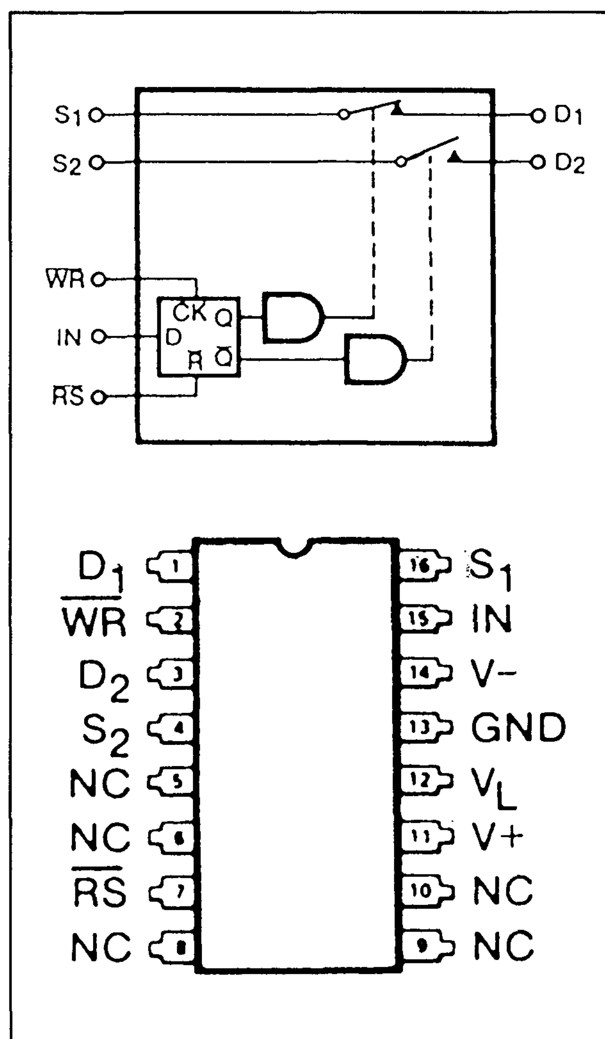


DG 5240 1 x (1 → 1), latched

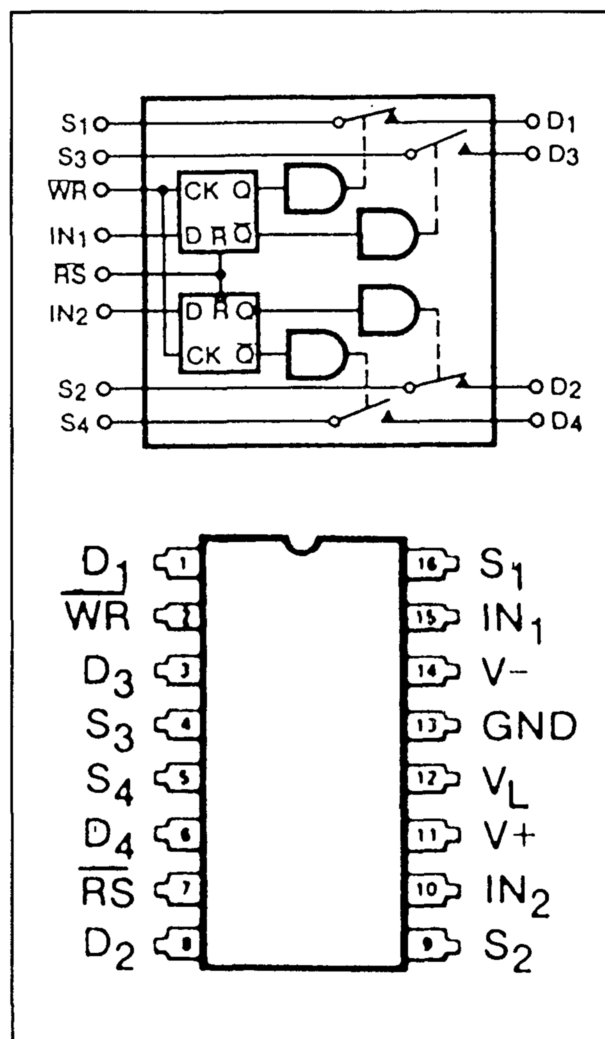
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5241 2 x (1 → 1), latched

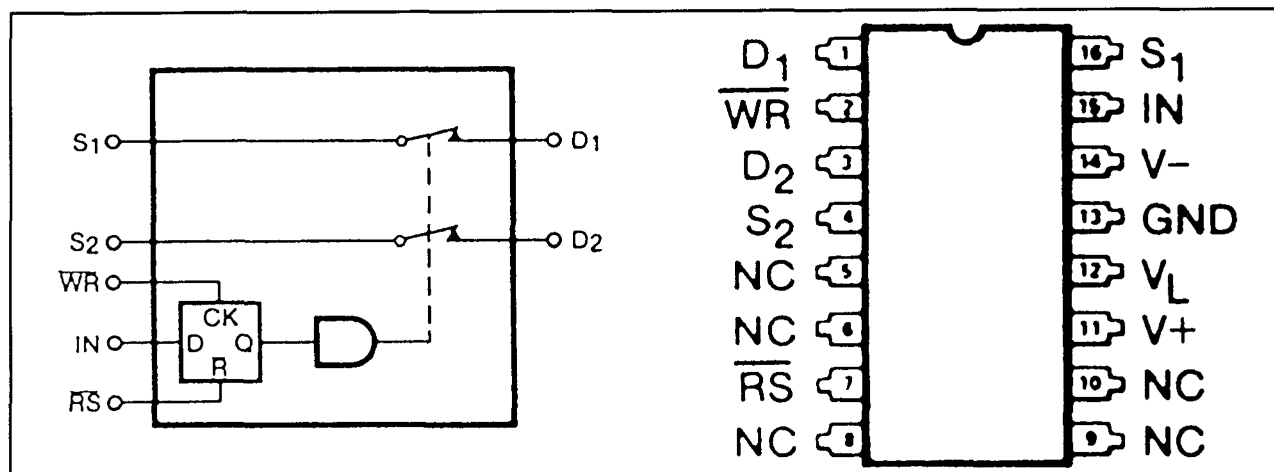


DG 5242 1 x (2 → 2), latched

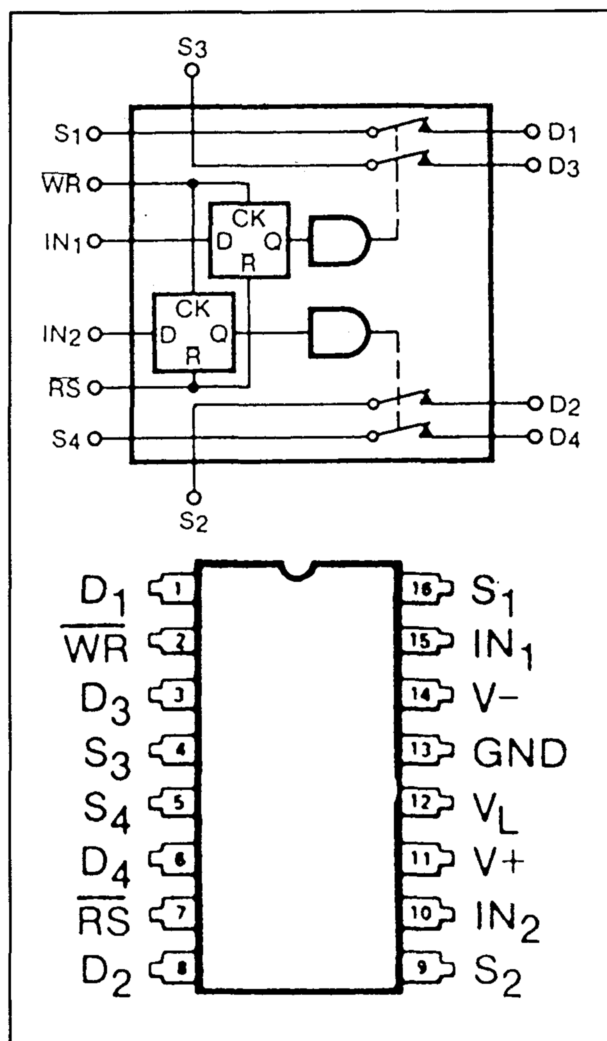


DG 5243 2 x (2 → 2), latched

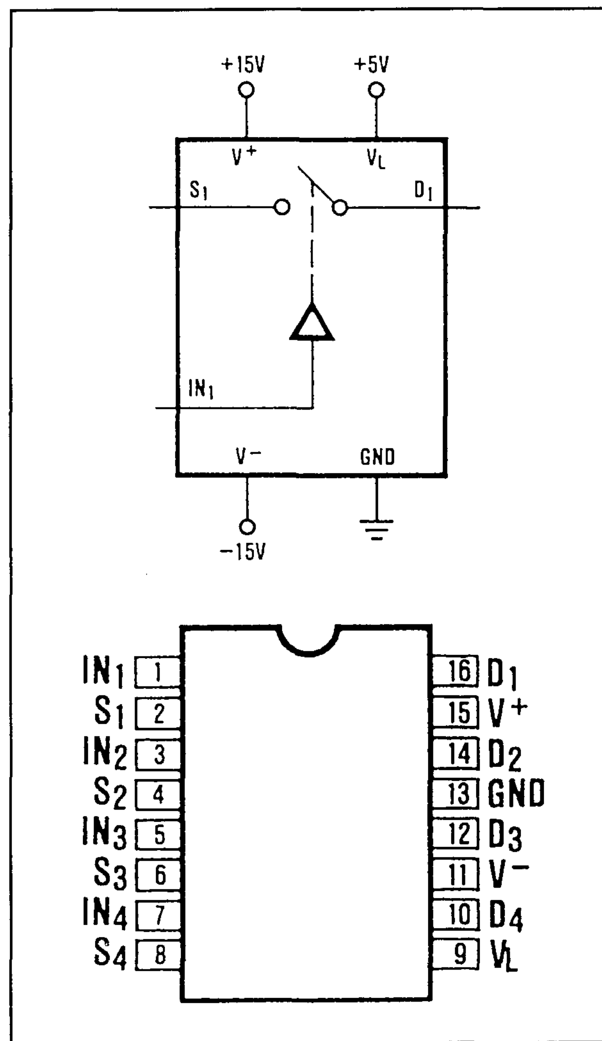
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5244 1 x (2 → 2), latched

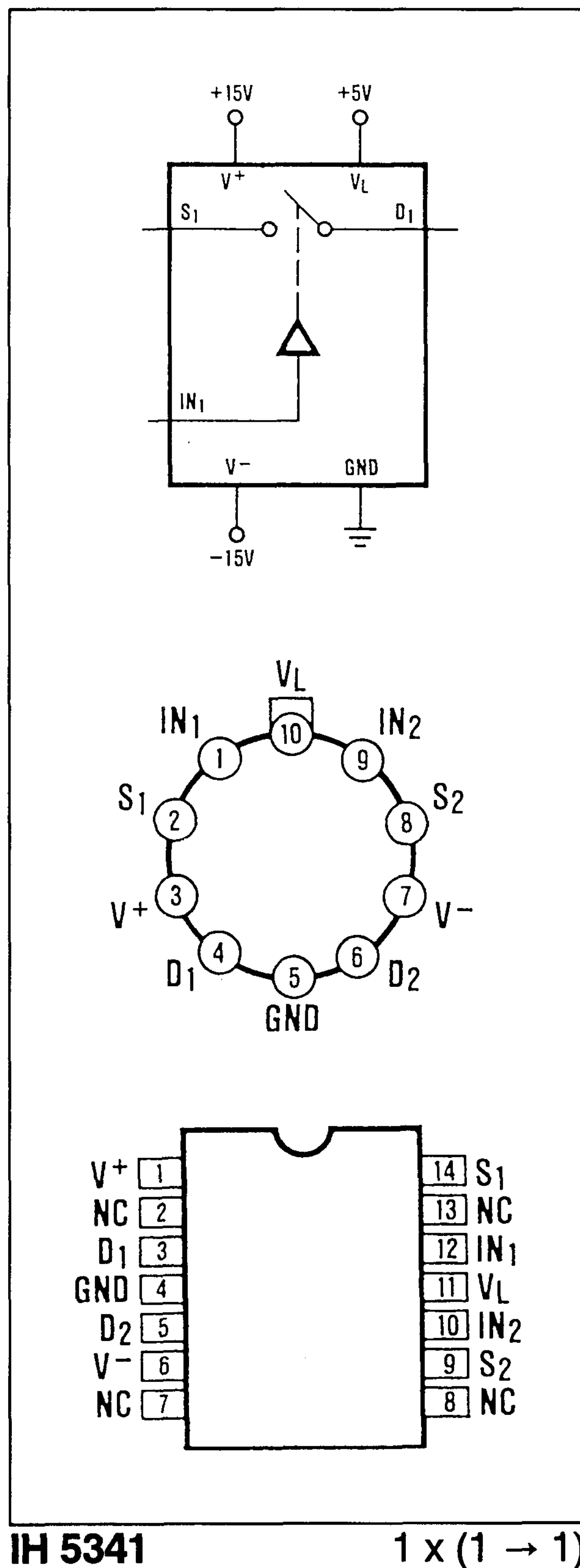


DG 5245 2 x (2 → 2), latched

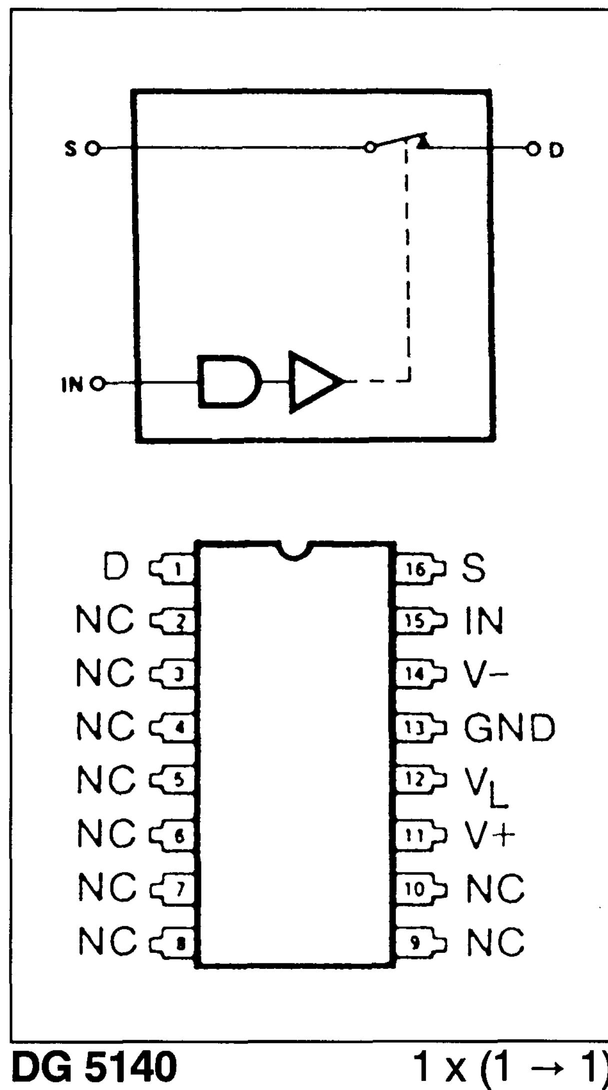


IH 5352 1 x (1 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

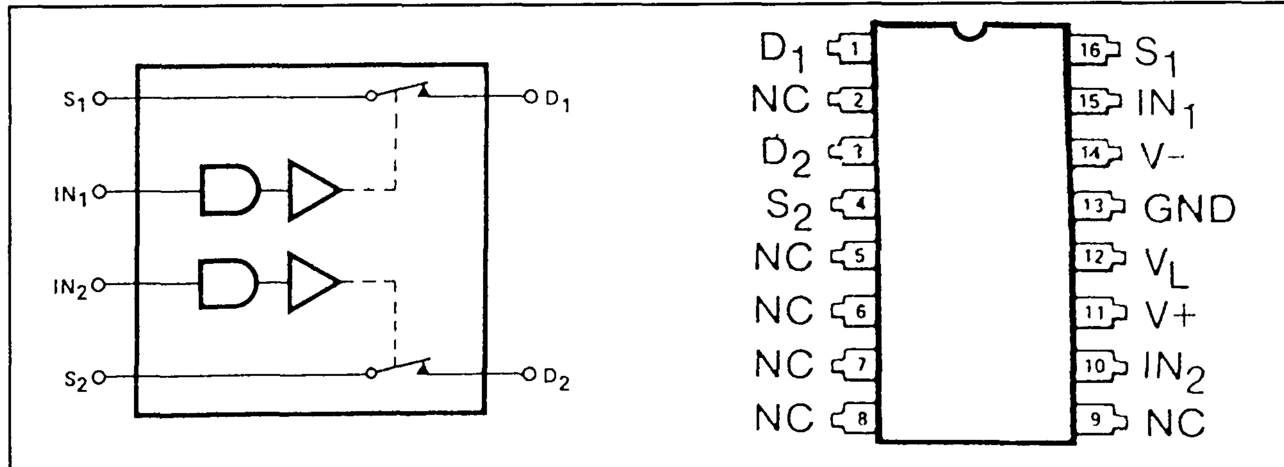


IH 5341 1 x (1 → 1)

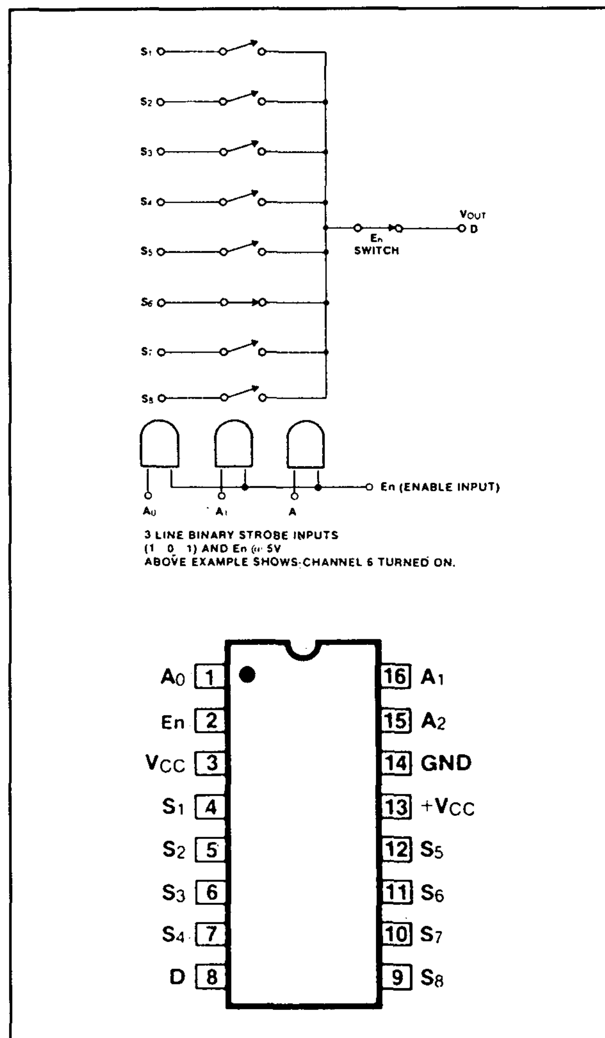


DG 5140 1 x (1 → 1)

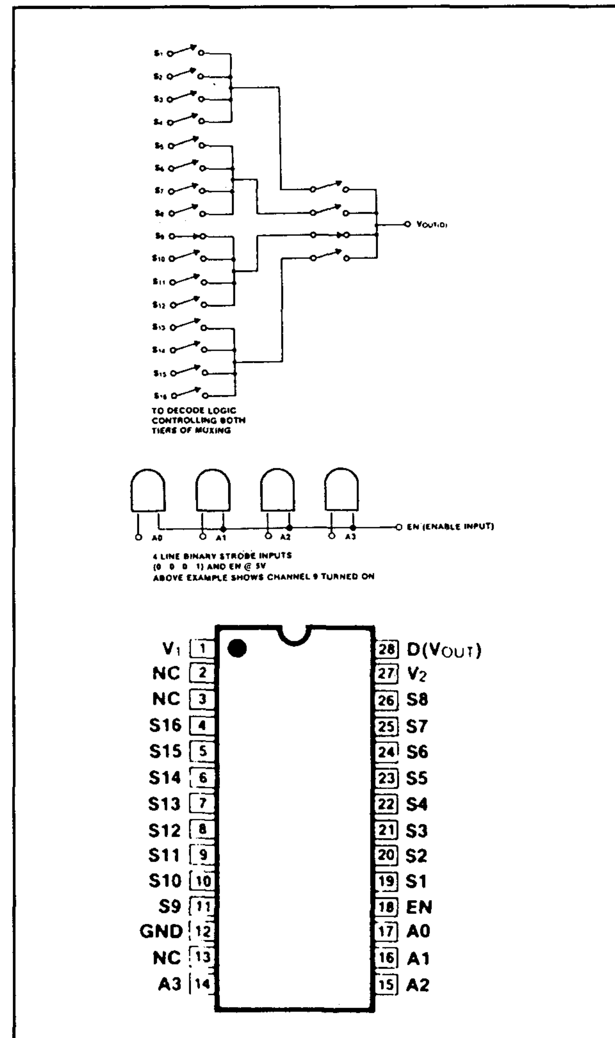
6.26 Schakelaar-IC's



DG 5141 2 x (1 → 1)

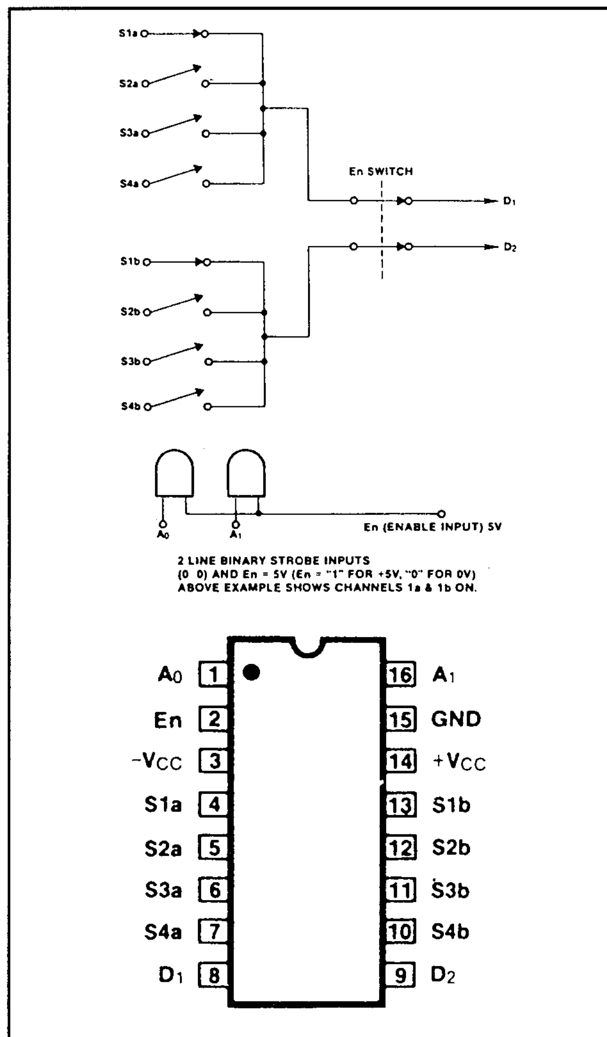


IH 6108 1 x (8 → 1)

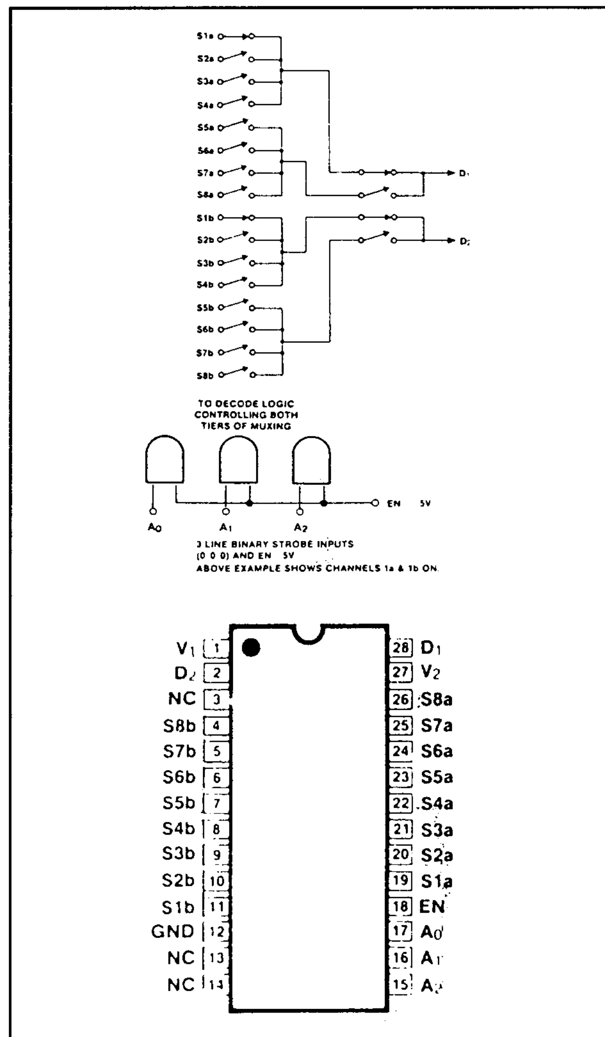


IH 6116 1 x (16 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

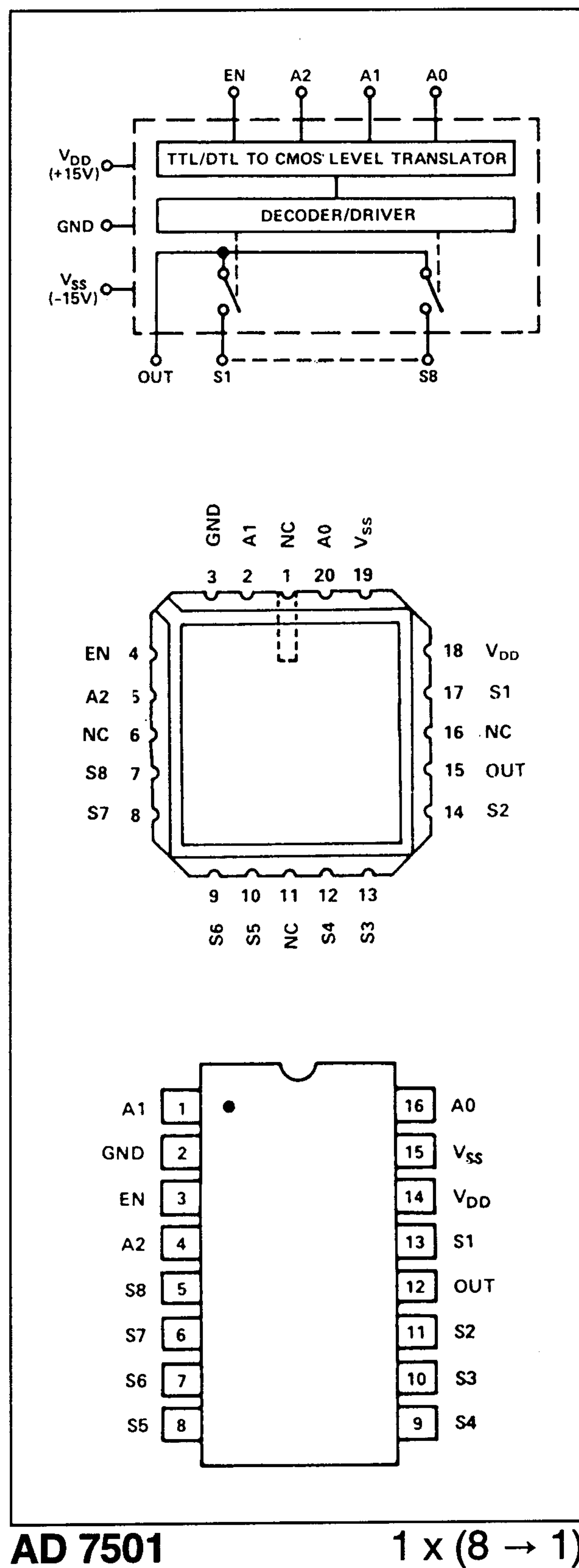


IH 6208 2 x (4 → 1)

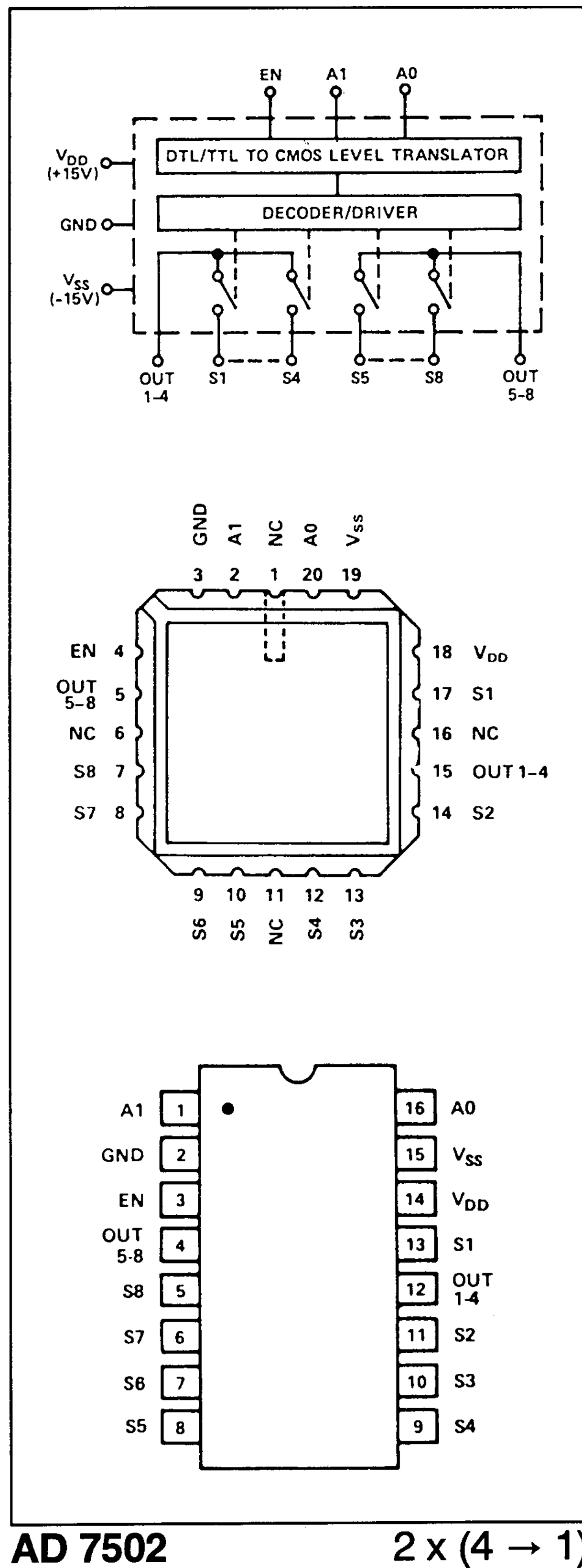


IH 6216 2 x (8 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

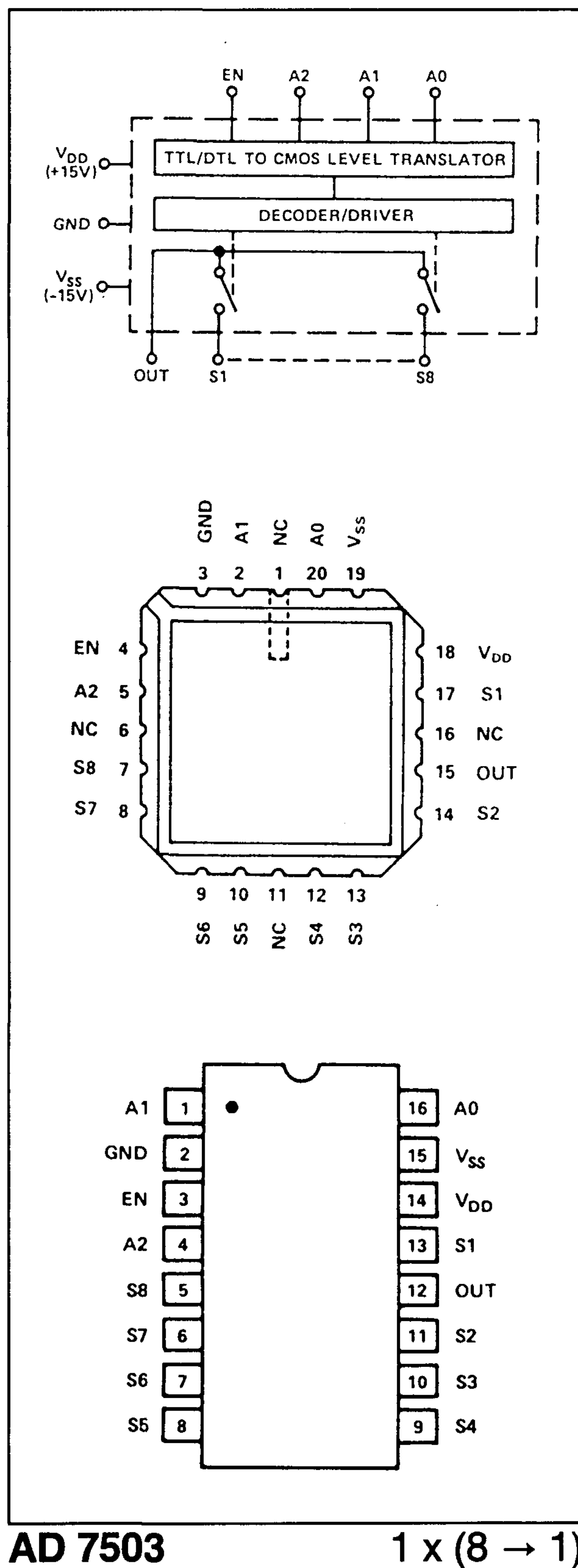


AD 7501 1 x (8 → 1)

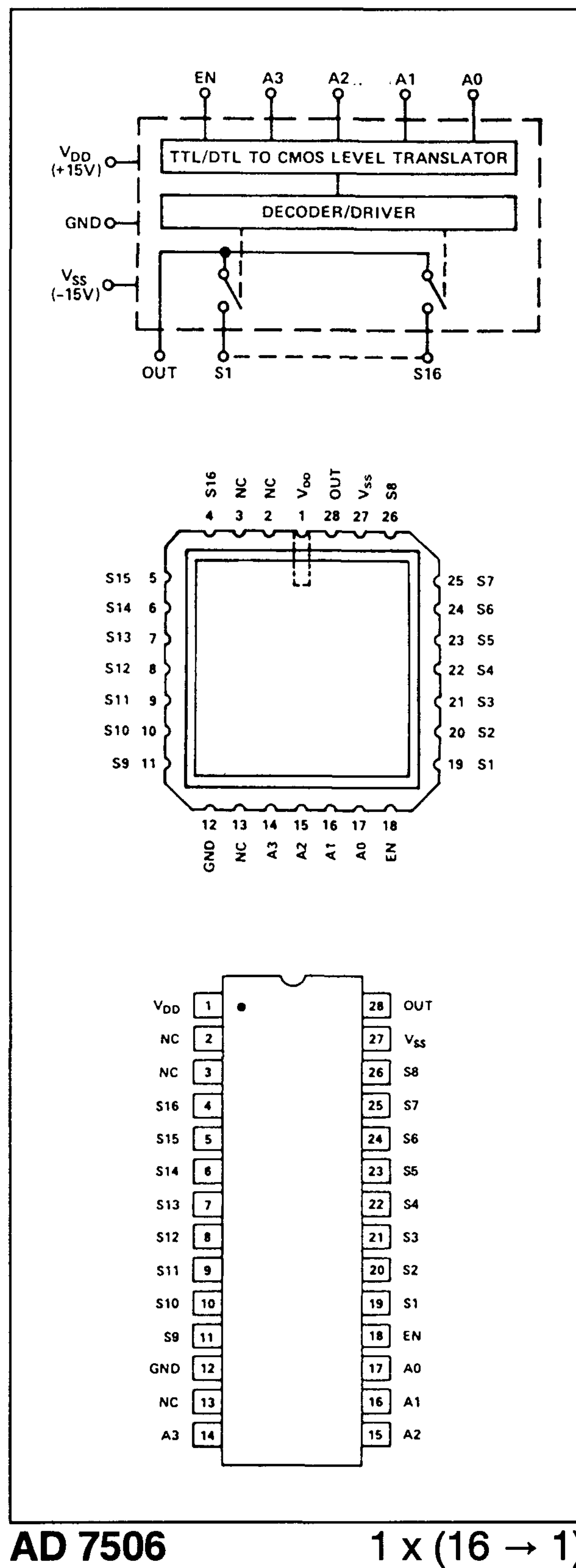


AD 7502 2 x (4 → 1)

6.26 Schakelaar-IC's

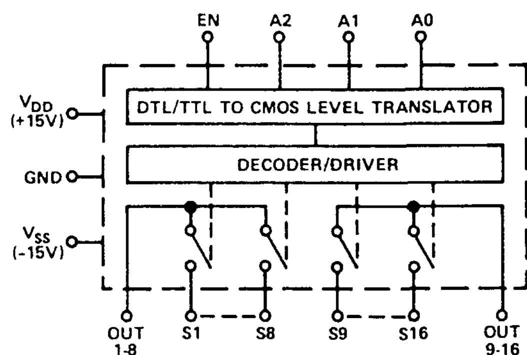


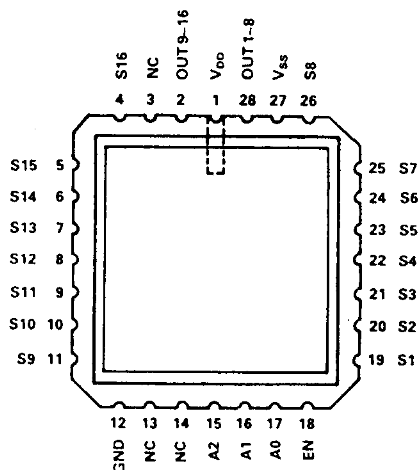
AD 7503 1 x (8 → 1)

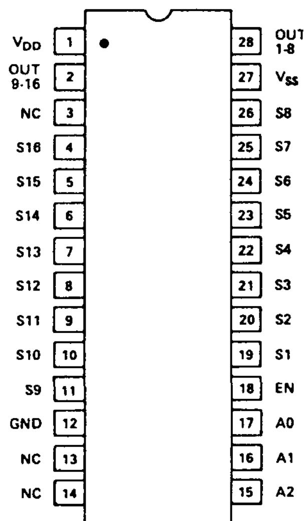


AD 7506 1 x (16 → 1)

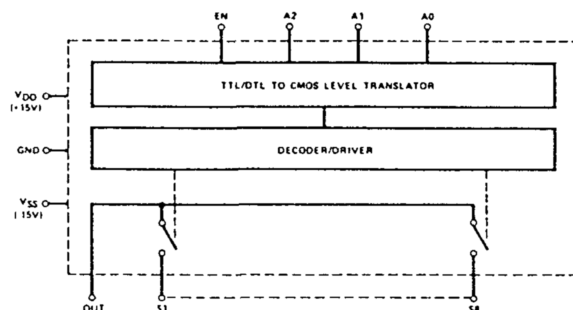
6.26 Schakelaar-IC's

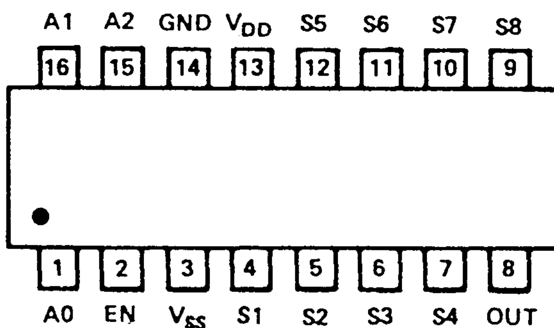




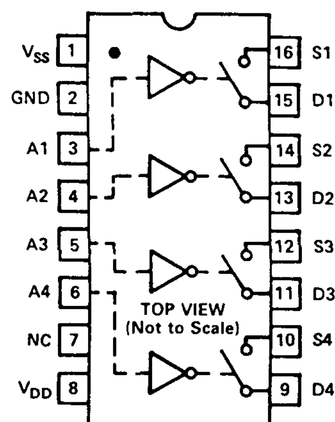


AD 7507) 2 x (8 → 1)



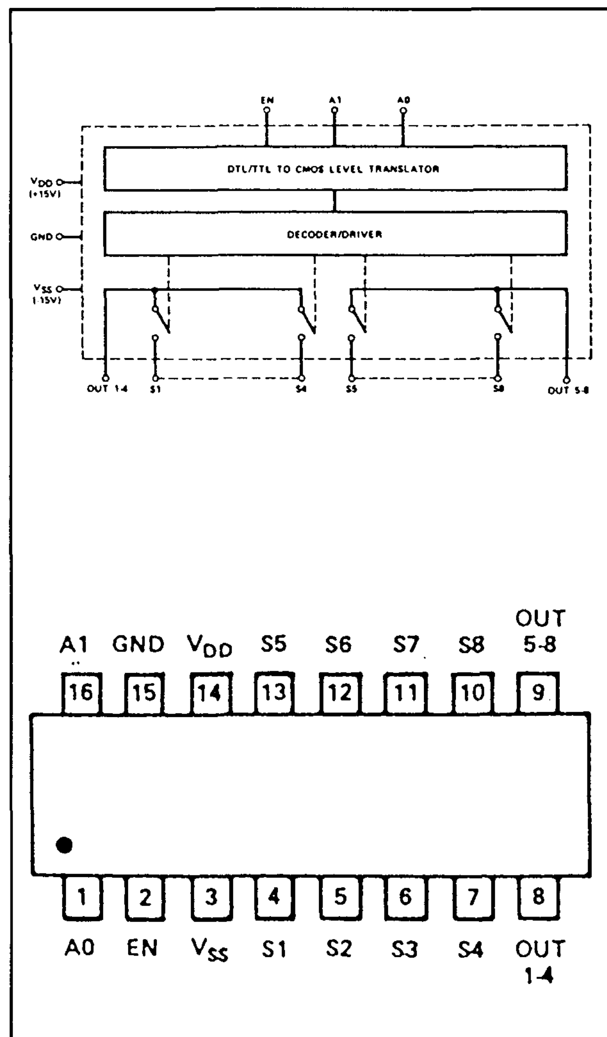


MP 7508 1 x (8 → 1)

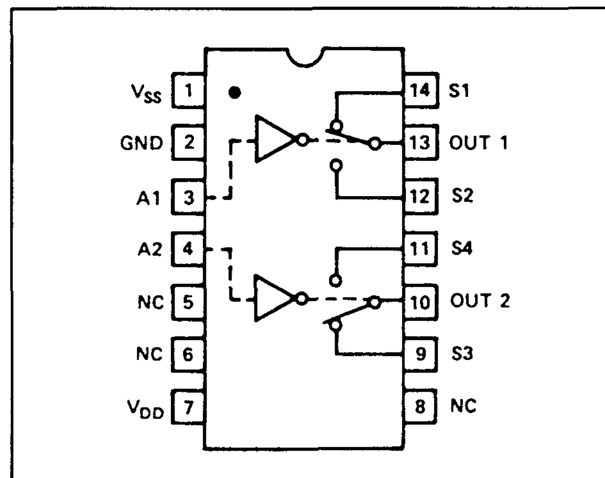


AD 7510 4 x (1 → 1)

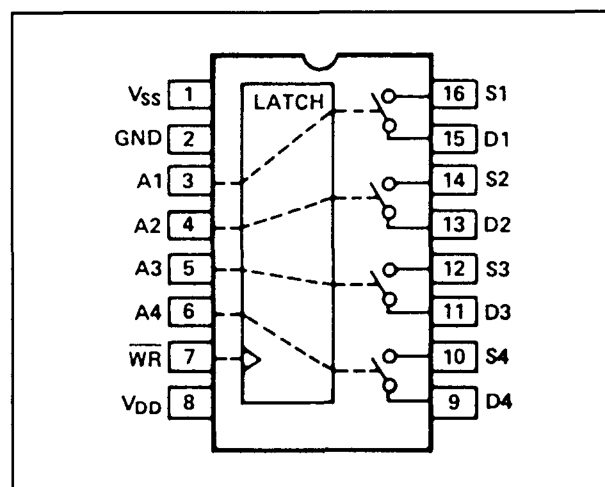
6.26 Schakelaar-IC's



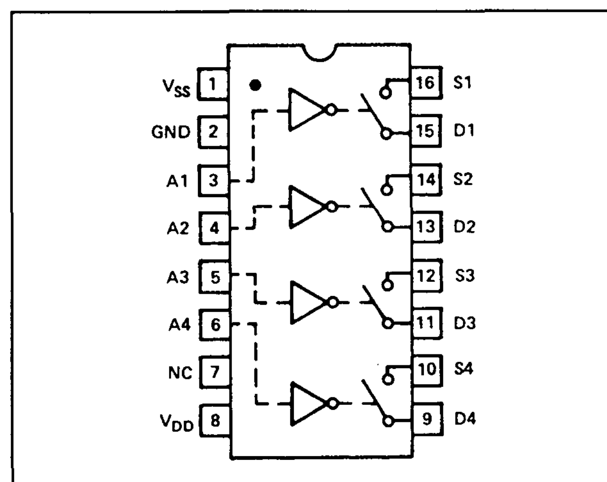
MP 7509 2 x (4 → 1)



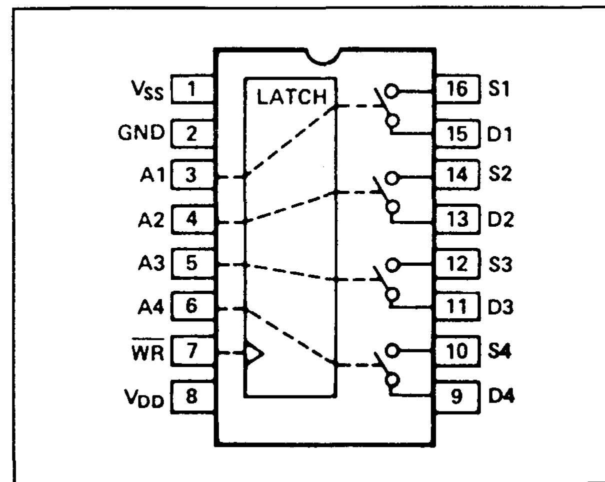
AD 7512 2 x (2 → 1)



AD 7590 4 x (1 → 1), latched

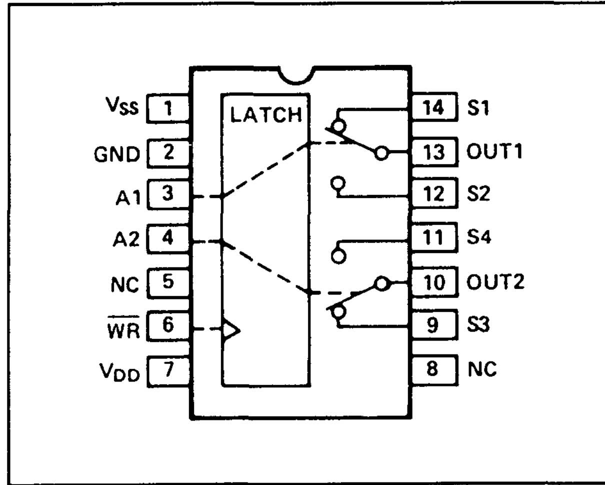


AD 7511 4 x (1 → 1)

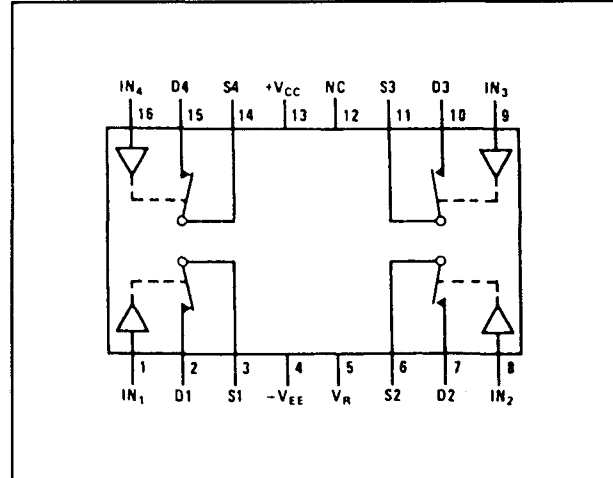


AD 7591 4 x (1 → 1), latched

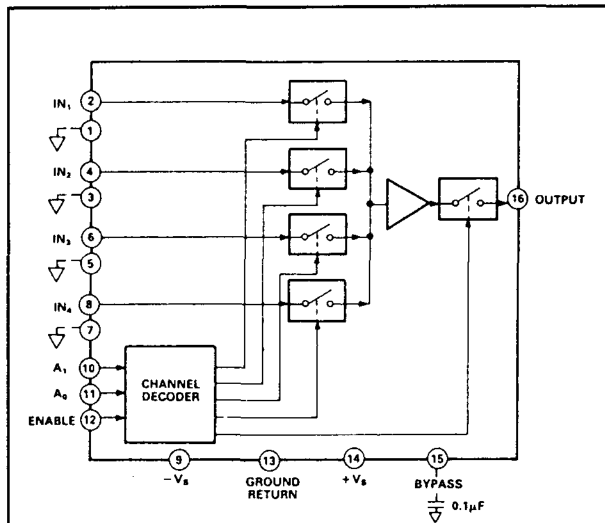
6.26 Schakelaar-IC's

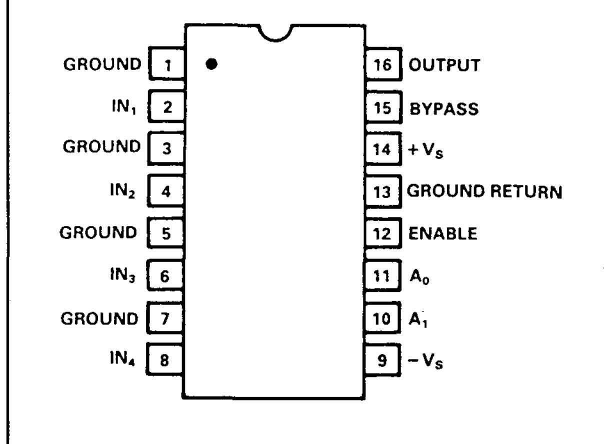


AD 7592 2 x (2 → 1), latched

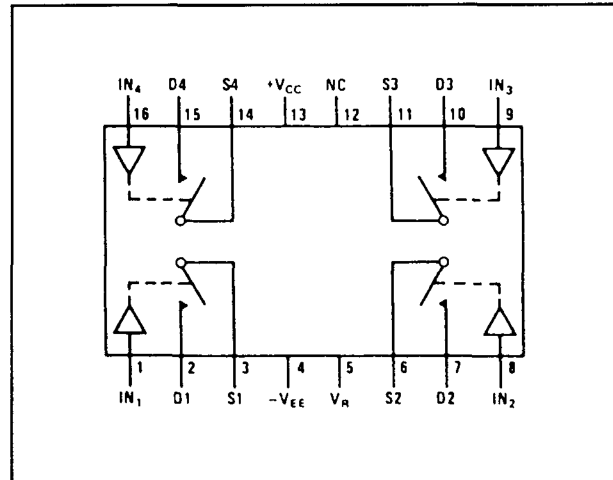


LF 11201 4 x (1 → 1)

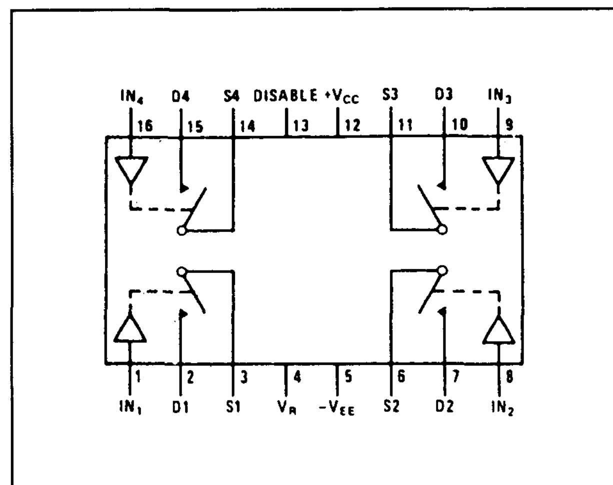




AD 9300 1 x (4 → 1), video

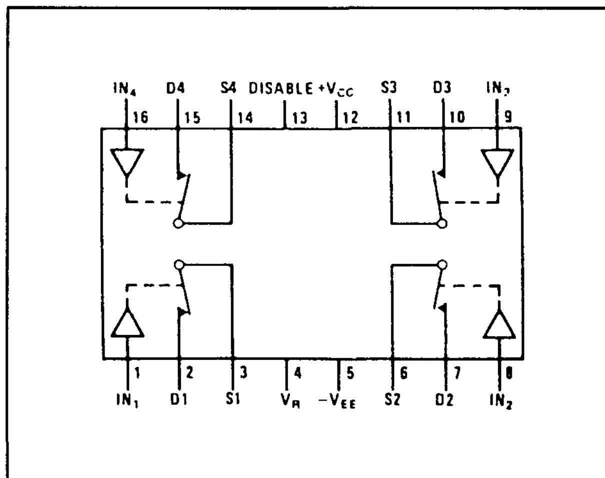


LF 11202 4 x (1 → 1)

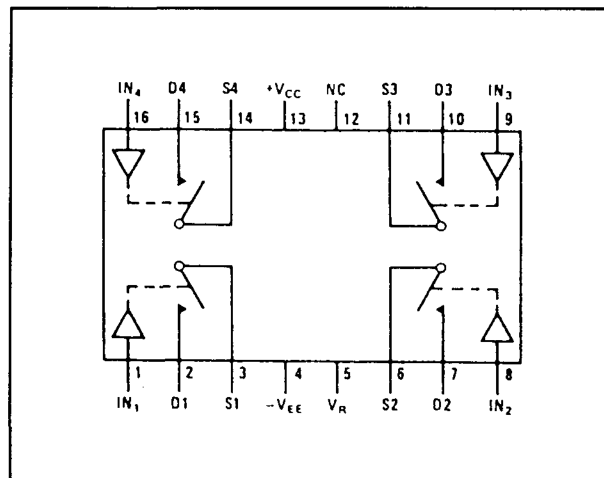


LF 11331 4 x (1 → 1)

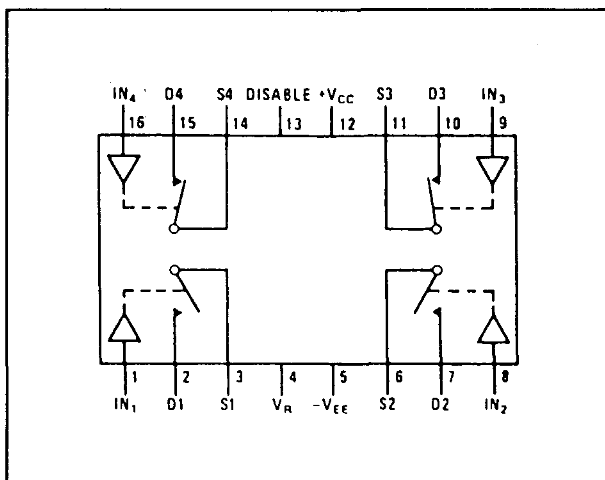
6.26 Schakelaar-IC's



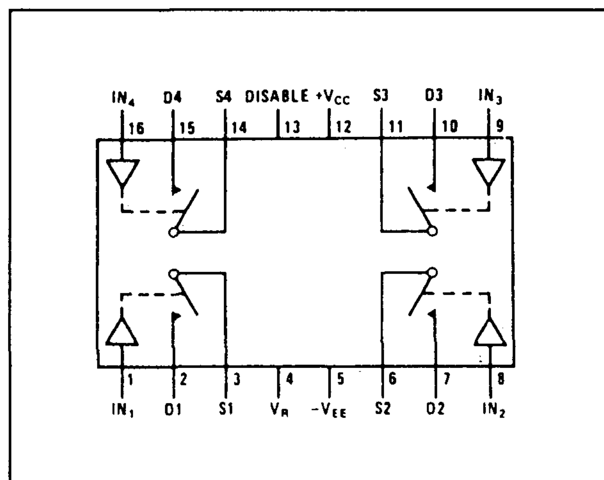
LF 11332 4 x (1 → 1)



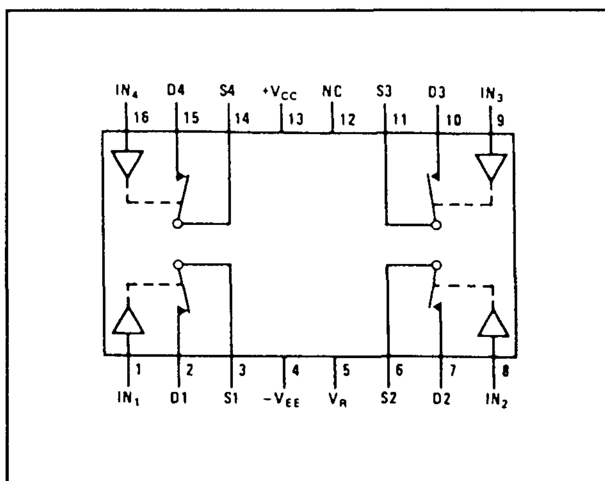
LF 13202 4 x (1 → 1)



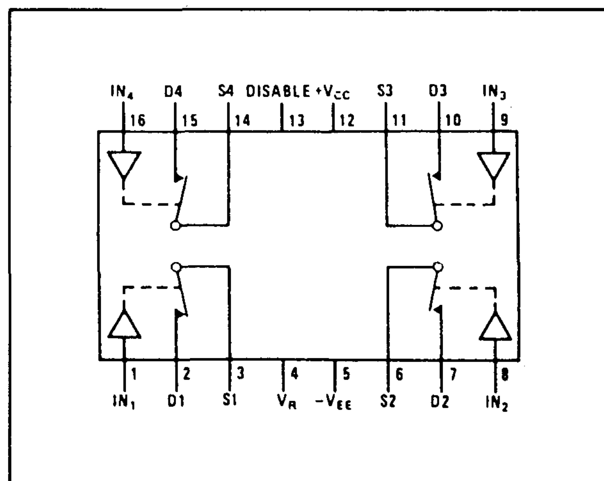
LF 11333 4 x (1 → 1)



LF 13331 4 x (1 → 1)

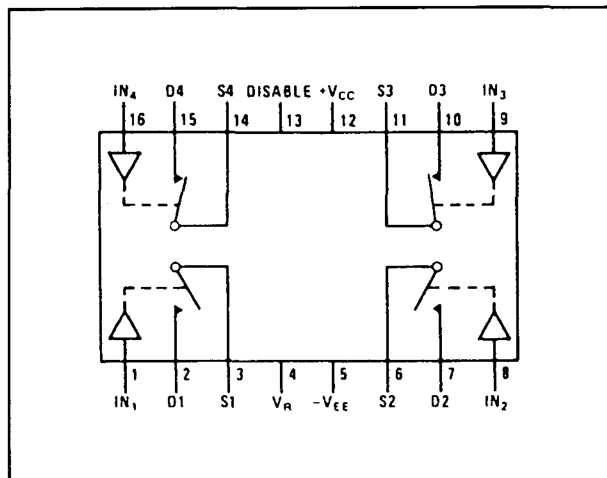


LF 13201 4 x (1 → 1)

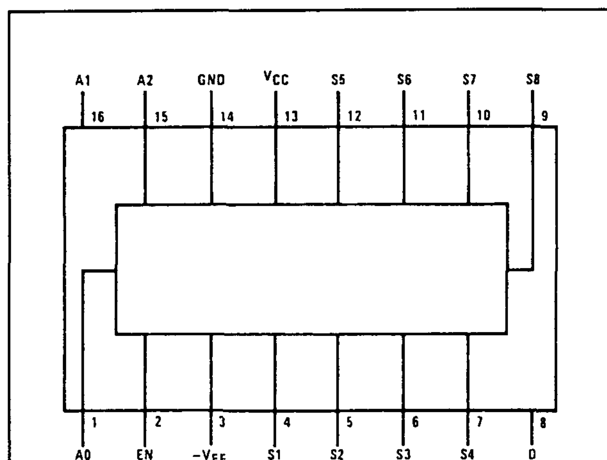


LF 13332 4 x (1 → 1)

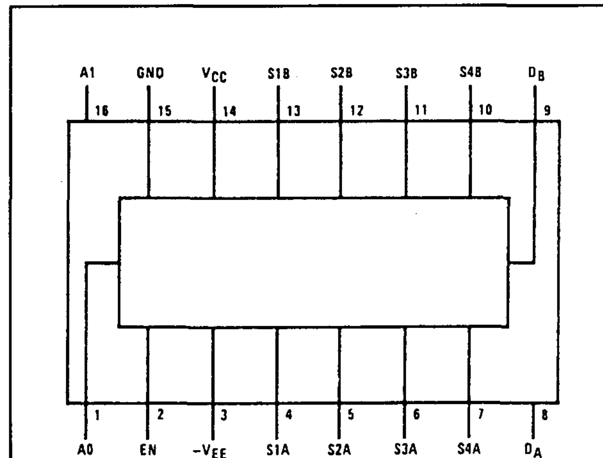
6.26 Schakelaar-IC's



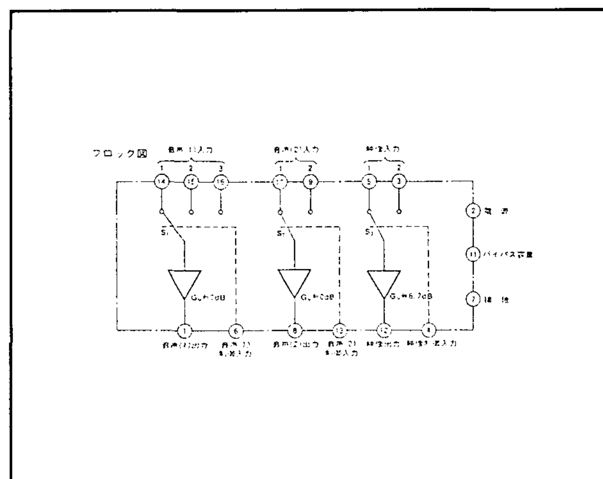
LF 13333 4 x (1 → 1)



LF 13508 1 x (8 → 1)

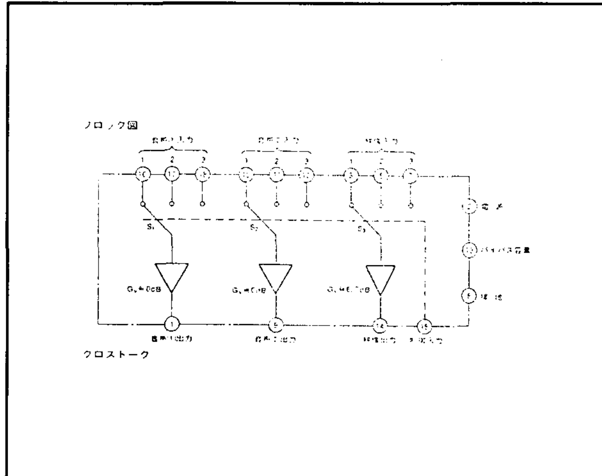


LF 13509 2 x (4 → 1)

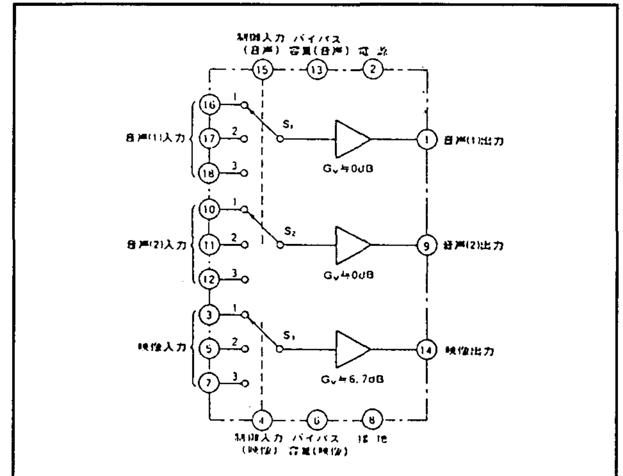


M 51320 3 x (2 → 1), video

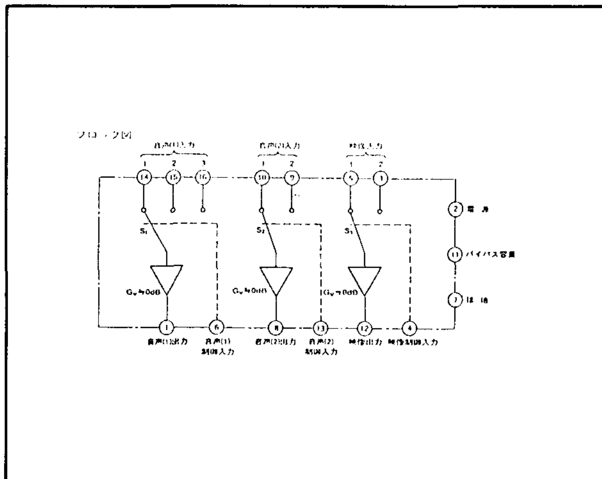
6.26 Schakelaar-IC's



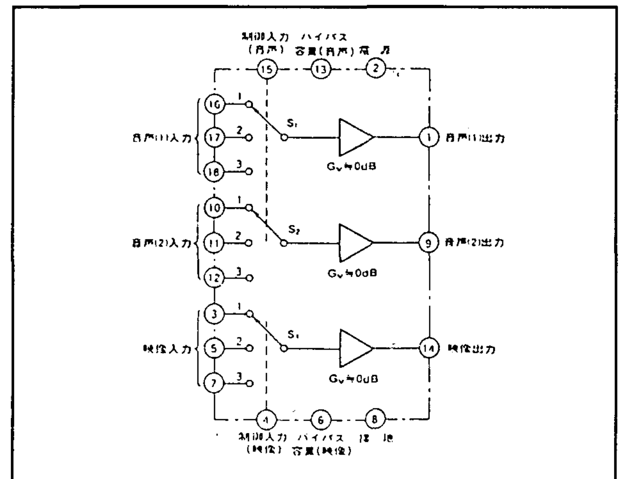
M 51321 1 x (3 → 3), video



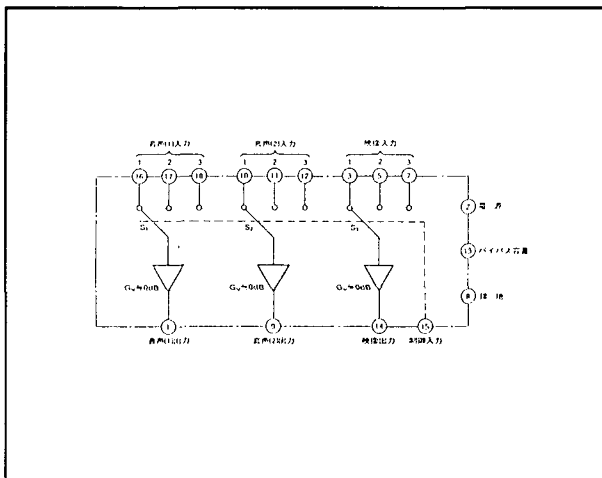
M 51329 3 x (3 → 3), video



M 51326 3 x (2 → 1), video



M 51330 3 x (3 → 3), video



M 51327 1 x (3 → 3), video

6.26 Schakelaar-IC's